ELETTRONICA

EDIZIONI RADIO ITALIANA - ANNO V - 1° TRIMESTRE - 1956 - NUMERO 1 - L. 300

PER LABORATORI - INDUSTRIE - TELEVISIONE

OSCILLOSCOPIO G 53

Tubo da 5 pollici
Elevata sensibilità
Larga banda
Stadi di amplificazione in corr. cont.
Ottima risposta ad onde quadre
Soppressione della traccia di ritorno
Alta definizione
Basso prezzo

Principali caratteristiche:

Amplificatore verticale
- Risposta di frequenza – da 0 a 1 MHz.
- Sensibilità di deflessione – 10 mV eff./cm.

Amplificatore orizzontale
- Risposta di frequenza – da 10 Hz a 200 KHz
- Sensibilità di deflessione – 0,1 V. eff./cm.

Asse - Tempi interno
- Variabile con continuità – da 15 Hz a 30 KHz

Asse Z (modulazione di intensità)

Tensione di calibratura

ANALISI DEI CIRCUITI TV

IMPULSO ORIZZONTALE NORMALE	TIPO DI GUASTO	DISTORSIONE DELL'IMPULSO ORIZZONTALE	CURVA DI RISPOSTA COMPLESSIVA DEL TELEVISORE	EFFETTO SULLA IMMAGINE
	CIRCUITO NORMALE			IMMAGINE NORMALE
	PERDITA ALLE ALTE FREQUENZE			PERDITA DI DETTAGLIO
	RISPOSTA ECCESS ALLE ALTE FREQ. DISTORSIONE DI FASE			STRIATURE BIANCHE E NERE VERTICALI SEGUITE DA UN BRUSCO CAMBIAMENTO DI LUMINOSITA'
	PERDITA ALLE FREQUENZE BASSE SOPRA I 15÷20 KHz		Pv PS	CAMBIAMENTO DI LUMINOSITA' IN GRANDI ZONE DELL'IMMAGINE

STAMPATO NELLO STABILIMENTO ILTE - INDUSTRIA LIBRARIA TIPOGRAFICA EDITRICE - TORINO - CORSO BRAMANTE, 20 (2167)

Ing. S. & Dr. GUIDO BELOTTI

GENOVA - VIA G. D'ANNUNZIO 1/7 - TEL. 52.309
ROMA - VIA DEL TRITONE 201 - TEL. 61.709
NAPOLI - VIA MEDINA 61 - TEL. 23.279

MILANO
PIAZZA TRENTO 8

TELEFONI 542.051 542.053 542.052 542.020
TELEGR.: **INGBELOTTI - MILANO**

Ci è grato informare la ns. Spett. Clientela che abbiamo ripreso l'importazione dei prodotti delle Case sottoindicate, per parecchi dei quali teniamo già largo deposito a Milano.

Pila campione Weston

Voltmetro Weston di precisione

WESTON

Strumenti di alta precisione per laboratorio - Voltmetri, amperometri, wattmetri - Pile campione - Strumenti portatili - Voltmetri, amperometri, wattmetri normali e per basso fattore di potenza, galvanometri, microamperometri, ohmmetri, microfaradmetri - Trasformatori di corrente e di tensione per strumenti.

Strumenti per riparatori radio e televisione - Analizzatori ad alta sensibilità - Analizzatori elettronici - Voltmetri a valvola - Ohmmetri - Provavalvole - Strumenti da pannello e da quadro - Amperometri, voltmetri, wattmetri, microamperometri, microfaradmetri, indicatori di livello per radio e per telefonia - Derivatori e moltiplicatori.

Cellule fotoelettriche al selenio di vario tipo per varie applicazioni - Relé a cellula fotoelettrica - Luxmetri - Esposimetri per fotografia e cinematografia - Analizzatori fotografici - Densitometri - Integratori di luce - Dispositivi a cellula fotoelettrica per applicazioni industriali.

Strumenti speciali - Analizzatori industriali - Amperometri a tenaglia - Strumenti per misure di elettrolisi - Strumenti per indicazione della temperatura - Densimetri - Indicatori di umidità - Termometri da laboratorio ed industriali - Tachimetri elettrici in continua ed alternata - Strumenti per aviazione - Indicatori di temperatura, quota e direzione - Strumenti regolatori e registratori automatici di pressione e temperatura.

Wattmetro elettrodinamico portatile di precisione Weston

Ponte RCL General Radio

GENERAL RADIO COMPANY

Strumenti per laboratori radioelettrici - Ponti per misure d'impedenza a basse, medie ed alte frequenze - Amplificatori - Oscillatori a bassa distorsione per alte ed altissime frequenze - Frequenzimetri - Analizzatori d'onda - Campioni primari e secondari di frequenza - Megaohmmetri - Resistenze, condensatori, induttanze campione, singole ed a cassette - Voltmetri a valvola - Misuratori d'uscita - Generatori di segnali campione.

Elementi coassiali per misure a frequenze ultra elevate - Linee fessurate - Rivelatori - Attenuatori - Indicatori bolometrici e voltmetrici - Indicatori di onde stazionarie e del coefficiente di riflessione - Generatori a frequenze ultra elevate.

Strumenti per stazioni trasmittenti AM, FM e televisive - Monitori di modulazione - Indicatori di distorsione e di rumore di fondo - Indicatori di spostamento di frequenza - Frequenzimetri - Oscillatori campione.

Strumenti per applicazioni industriali - Misuratori portatili del livello dei suoni - Analizzatori dei suoni - Misuratori di vibrazioni - Trasduttori piezoelettrici e dinamici - Stroboscopi per applicazioni normali e speciali - Polariscopi.

Oscillografo Du Mont

Macchina cinematografica Du Mont per oscillografi

ALLEN B. DU MONT

Oscillografi per riparatori radio e televisione - Oscillografi d'applicazione generale - Oscillografi a raggio semplice e doppio ad elevata sensibilità per alternata e continua ed ad ampia banda passante - Oscillografi per applicazioni speciali (fenomeni transienti e ricorrenti ultra rapidi, per analisi segnali televisivi, per studi di impulsi di breve durata, per prove ad impulso ad alta tensione, per studi su apparecchiature meccaniche).

Tubi oscillografici a deflessione elettrostatica a persistenza lunga, media e breve con diametro di 3" e 5" a raggio singolo e doppio a bassi, medi ed alti potenziali post-accelerativi, per oscillografi.

Macchine fotografiche e cinematografiche per oscillografi - Macchine speciali per fenomeni ultra-rapidi e per stampa immediata - Commutatori elettronici - Calibratori di tensione per oscillografi - Scale calibrate - Filtri cromatici - Schermi magnetici Sonde per alta frequenza - Lenti per proiezione - Accessori.

Milliamperometro Weston a coppia termoelettrica

Prova circuiti Weston

Tester 20.000 ohm/volt Weston

Amperometro Weston

LABORATORIO DI RIPARAZIONI E TARATURE

Voltmetro a valvola General Radio

Analizzatore elettronico Weston

Generatore segnali campione General Radio

Galvanometro Weston

Variatori di tensione «Variac» (Licenza General Radio)

FIERA DI MILANO (12-27 Aprile 1956) PADIGLIONE ELETTROTECNICA - Posteggio 33195 - Telefono 499.563

ELETTRONICA

NUMERO 1 ANNO V

GENNAIO MARZO 1956

DA PAGINA 1 A PAGINA 48

RIVISTA TRIMESTRALE

DIRETTORI:
EDOARDO CRISTOFARO
VITTORIO MALINVERNI

VICE DIRETTORE TECNICO:
GIUSEPPE DILDA

DIREZIONE E AMMINISTRAZIONE:
TORINO
VIA ARSENALE 21 - TELEF. 41.172

Concessionaria esclusiva della pubblicità:
COMPAGNIA INTERNAZIONALE PUBBLICITÀ PERIODICI (CIPP)
MILANO, VIA MERAVIGLI 11 - TEL. 808-350
TORINO, VIA POMBA 20 - TELEF. 57-57

Sommario:

I rigori dell'inverno non hanno rallentato i lavori di ampliamento della rete dei trasmettitori televisivi e a modulazione di frequenza.
Nella fotografia della copertina si vede, in corso di montaggio, la torre di sostegno delle antenne sul monte Bignone presso Sanremo.

EDIZIONI RADIO ITALIANA

IL PRESENTE NUMERO DI "ELETTRONICA„
COSTA IN ITALIA LIRE 300 (ARRETRATI LIRE 400) — I VERSAMENTI POSSONO ESSERE FATTI SUL CONTO CORRENTE POSTALE N. 2/37800
ALL'ESTERO LIRE 500 (ARRETRATI LIRE 600)

ABBONAMENTO ANNUALE: IN ITALIA LIRE 1000 - ALL'ESTERO L. 1600
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - IV GRUPPO
REGISTRATO ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C. P. DI TORINO AL N. 493 IN DATA 6-11-1951

GLI IMPIANTI TECNICI DELLA RAI ALLE OLIMPIADI INVERNALI DI CORTINA D'AMPEZZO

ALDO CAMPAGNA, GIOVANNI BATTISTA COLLI, ANDREA MAGELLI
della RAI

1. Premesse e considerazioni generali.

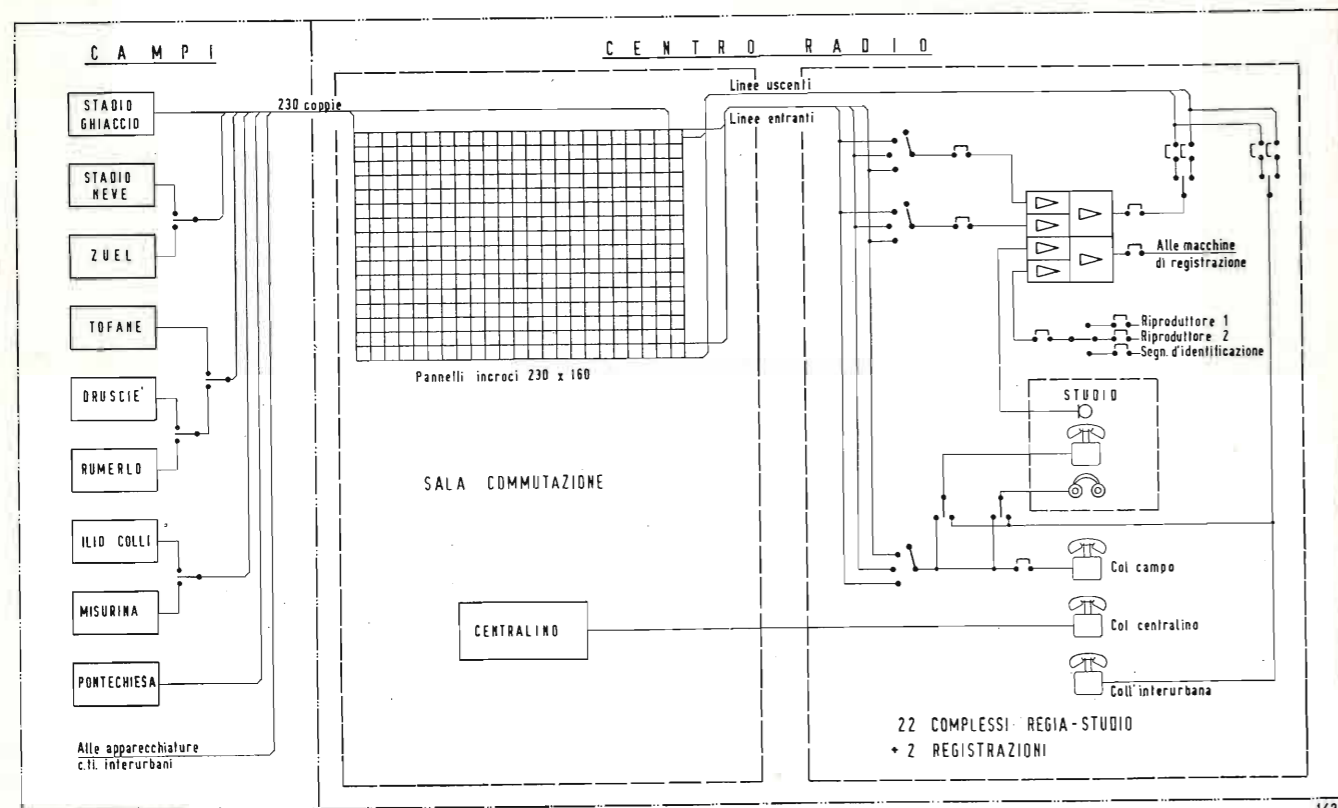
I VII Giochi Olimpici Invernali si sono felicemente conclusi e con essi i servizi straordinari, radiofonici e televisivi, attuati dalla RAI. È ancora vivo il ricordo delle preoccupazioni che per tanti mesi hanno tenuto in ansia tutti coloro che si sono dovuti occupare delle varie necessità affinchè la manifestazione riuscisse nel migliore dei modi.

Fare oggi un consuntivo di quanto nel campo radiofonico e televisivo è stato eseguito risulta particolarmente utile soprattutto per lasciare una traccia che possa eventualmente servire da falsariga per tutti coloro che in futuro dovessero nuovamente affrontare problemi di tale natura.

Quanto è stato tecnicamente realizzato dalla RAI a Cortina è derivato in buona parte dall'esperienza acquisita durante le precedenti edizioni delle olimpiadi ed in particolare nell'ultima edizione di quelle invernali, svoltasi ad Oslo nel 1952. In quella circostanza la RAI aveva inviato ad Oslo proprii osservatori assieme a quelli del Coni. Occorreva seguire i criteri funzionali, capire a fondo l'ingranaggio organizzativo e tecnico e concretare il piano per la realizzazione degli impianti di Cortina tenendo conto del maggior numero di nazioni che vi avrebbero partecipato e della presenza per la prima volta della televisione.

Dai rilievi fatti ad Oslo seguiti poi da specifici accordi che vennero conclusi con il Coni per la parte organizzativa generale, con il Ministero delle PP.TT. e con la Società Telefonica Concessionaria di Zona per la parte specifica dei raccordi urbani, interurbani ed internazionali, si è potuto, con il necessario anticipo, iniziare il lungo e meticoloso lavoro per la preparazione degli impianti fissi e la predisposizione di quelli mobili.

È indubbio che l'organizzazione tecnica per le trasmissioni radiofoniche e televisive da effettuare in una manifestazione di così vasta portata doveva essere impostata con molto anticipo, in pieno accordo con tutti gli organismi nazionali interessati nella questione.

Su questo punto si richiama la particolare attenzione di tutti coloro che in futuro dovessero organizzare manifestazioni dello stesso genere. Lo studio dei vari argomenti tecnici, impostato sotto i tre aspetti fondamentali e cioè quello dello smistamento degli innumerevoli circuiti, quello delle riprese microfoniche e televisive dai vari campi di gara e quello strettamente connesso al numeroso personale tecnico necessario si presentò particolarmente arduo per Cortina, data la posizione geografica del paese, lontano dai grandi centri di produzione attrezzati della RAI.

Nei limiti del prevedibile si è cercato di affrontare e risolvere anche i problemi tecnico-logistici derivanti dalle notevoli distanze delle varie località di ripresa audio e video e dalle particolari condizioni climatiche. Si è dovuto lavorare a temperature spesso inferiori ai 20°C sotto zero, con la conseguente necessità di predisporre tutti gli accorgimenti necessari per assicurare un buon funzionamento degli impianti tecnici.

A tale riguardo, mentre per le apparecchiature audio e di registrazione ci si è limitati a prevedere apposite cuffie di protezione dei microfoni in nailon siliconizzato e ad utilizzare adatti grassi lubrificanti per le macchine di registrazione, invece per gli apparati video sono stati usati, con ottimi risultati, speciali termofori, o termocoperte, che, avvolte intorno alle telecamere, le mantenevano ad una temperatura sufficientemente alta rispetto a quella ambiente. Tali termocoperte — tenute necessariamente accese in permanenza per combattere i freddi notturni — si sono dimostrate indispensabili per evitare il congelamento del grasso lubrificante posto all'interno della parte meccanica degli obiettivi con conseguente inceppamento della stessa.

Altre notevoli difficoltà si sono dovute poi superare per la preparazione dei posti di ripresa radio e televisiva e per lo stendimento degli innumerevoli chilometri di cavi di vario tipo (per audio e video) per raccordare le postazioni.

Sulla scorta di tali premesse possiamo ora esaminare brevemente gli impianti tecnici realizzati dalla RAI a Cortina. Durante l'esame accenneremo, per i due settori, radio e video, anche ad alcune particolari provvidenze tecniche adottate per la buona riuscita delle trasmissioni.

Fig. 1. — Schema generale dimostrativo impianti tecnici « Audio ».

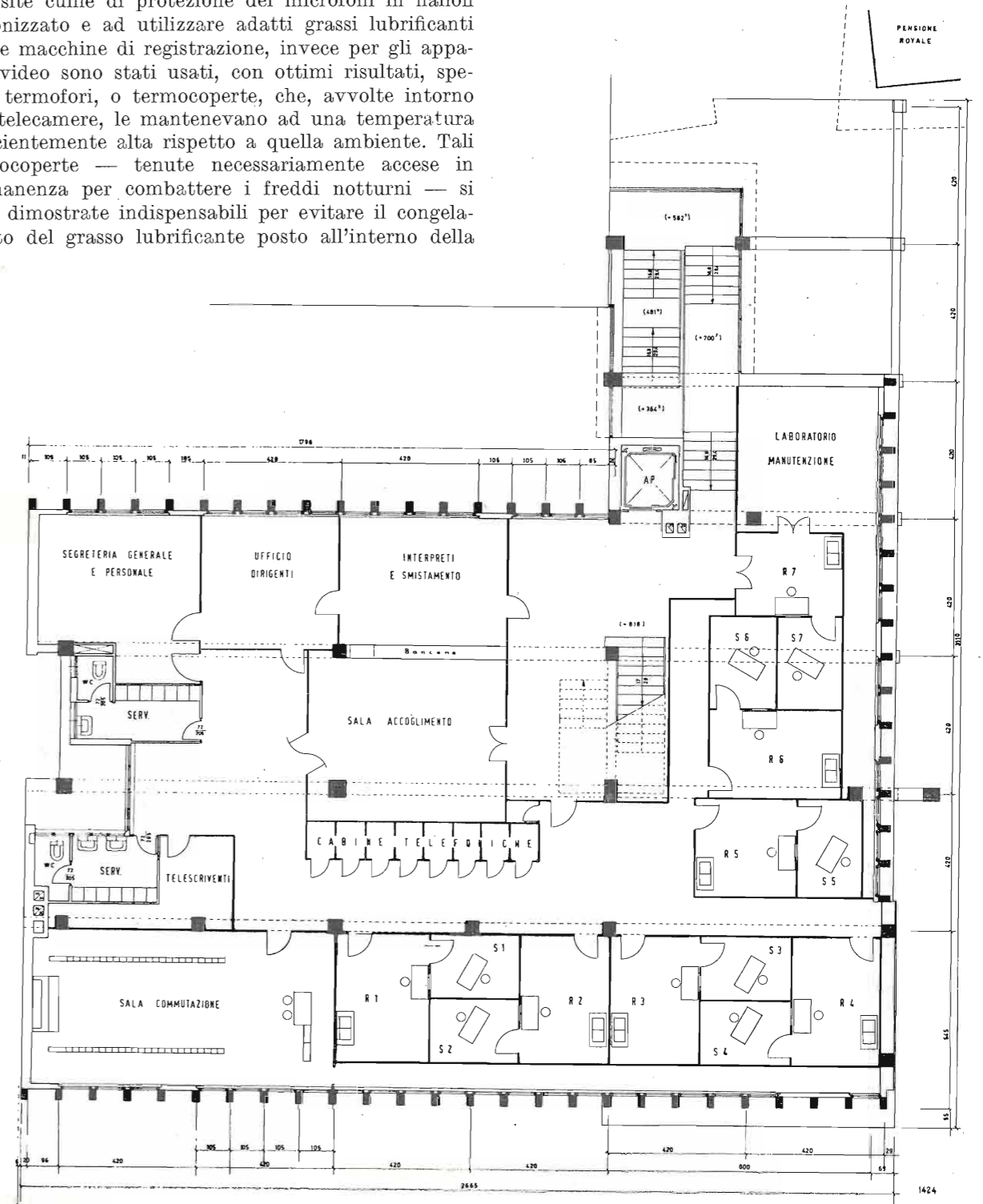



Fig. 2. — « Centro Radio » - pianta secondo piano.

2. Breve descrizione degli impianti tecnici per la parte audio.

Lo schema generale semplificato degli impianti audio realizzati a Cortina è riprodotto nella figura 1. Tali impianti possono essere considerati divisi in due distinte branche: il Centro Radio e gli impianti sui vari campi di gara.

Il Centro Radio è stato installato nel secondo e terzo piano e in parte dello scantinato del nuovo Palazzo delle Poste messi a disposizione della RAI, dal Comune di Cortina d'Ampezzo.

In questi locali sono state ricavate in particolare 22 unità RS (regia-registrazione; studio) ognuna delle quali equipaggiata come appunto mostra il predetto schema di figura 1 e due sale di registrazione.

Ogni stanza di regia-registrazione è stata dotata di una « consolle » con amplificatore a 4 entrate così utilizzate:

2 commutabili mediante apposite chiavi su 3 circuiti in arrivo dai campi di gara;

1 per il canale microfonico dello studio del complesso;

1 per i canali provenienti dai riproduttori (magnetofoni, segnale di identificazione, ecc.).

Le uscite di detto amplificatore potevano alimentare i circuiti interurbani o internazionali e le macchine di incisione installate nella stessa stanza di regia-registrazione.

Come mostra il disegno, le « consolle » sono state progettate con un particolare sistema di commutazione sulle entrate e sulle uscite atto a facilitare il più possibile lo scambio ed i raccordi telefonici con i campi, con il centralino locale e con i circuiti internazionali di servizio di ausilio ai circuiti di modulazione.

Le predette unità di trasmissione, unitamente alle altre sale necessarie per il funzionamento del Centro, sono state ricavate mediante appositi tramezzi, che pur costituiti con materiali prevalentemente leggeri (legno, lana di vetro, feltro, faesite, ecc.) hanno consentito di ottenere, per i particolari accorgimenti adottati, risultati soddisfacenti anche dal punto di vista acustico (isolamento e condizionamento). Le figure 2 e 3 rappresentano le piante dei due piani del Palazzo dello Poste ove è stato realizzato il Centro Radio con l'indicazione delle unità di trasmissione e dei locali ad essi annessi.

Gli auditori e le sale di regia-registrazione all'atto pratico si sono dimostrati un po' più piccoli di quanto sarebbe stato desiderabile. Nel caso specifico nulla era

Fig. 3. — « Centro Radio » - pianta terzo piano.

possibile fare per migliorare questa situazione perchè lo spazio disponibile non era aumentabile e d'altro canto non si poteva ridurre il numero degli RS. Si ritiene che, dopo l'acquisita esperienza, sarà opportuno prevedere in futuro per gli auditori una superficie di almeno 10-12 m² e per le regie-registrazione di almeno 16-18 m². È inoltre consigliabile predisporre almeno due auditori di circa 30 m² per l'esecuzione di trasmissioni dal vivo alle quali siano chiamati a partecipare più elementi.

La semplicità con cui si sono potuti realizzare gli impianti del Centro Radio è dovuta particolarmente al grande permutatore ad incroci che è stato studiato

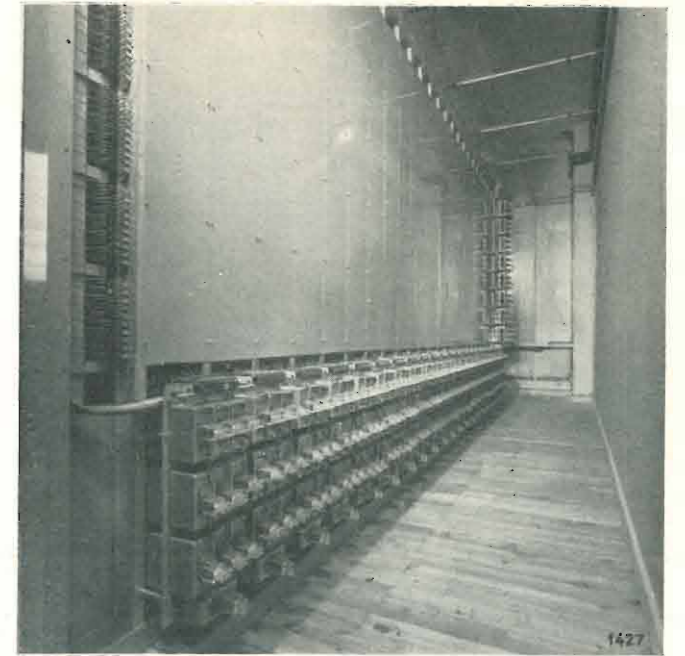



Fig. 5. - « Centro Radio » - Permutatore ad incroci. Vista posteriore.

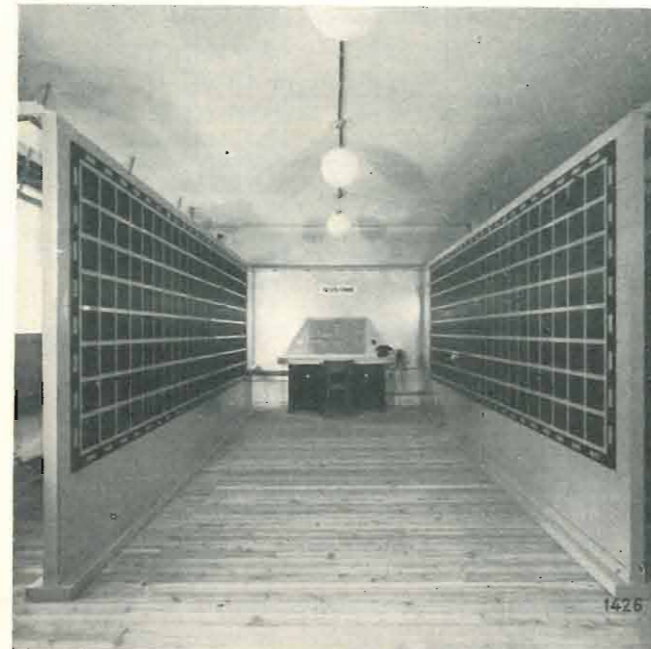



Fig. 4. — « Centro Radio » - Permutatore ad incroci. Vista anteriore.

e costruito appositamente per l'occasione. Vale la pena di dire due parole su tale tipo di incrocio completamente diverso da quelli finora usati dalla RAI nei proprii impianti di audio frequenza.

Le figure 4, 5 e 6 dimostrano la consistenza ed il principio di funzionamento di tale permutatore. Esso era del tipo a coordinate cartesiane (che permette la giunzione di qualsiasi linea verticale con qualsiasi linea orizzontale senza uso di cordoni che sono spesso fonte di scrosci e interruzioni), della capacità complessiva di 230 linee verticali e 160 linee orizzontali, realizzato da un'insieme di 368 piastre da 100 incroci ciascuna (10 verticali e 10 orizzontali). La particolarità di questo sistema sta nelle piccolissime dimensioni delle piastre (173 × 173 mm) e dal fatto che gli indispensabili circuiti di segnalazione (indicazione di libero e di occupato nel punto di incrocio; segnalazione a distanza di occupato delle linee verticali ed orizzontali; individuazione e controllo, una volta fatti i collegamenti richiesti, degli effettivi punti di giunzione) sono realizzati sugli stessi fili A e B delle due coppie foniche. Infatti il nuovo incrocio ha solo i 4 punti di attacco delle coppie foniche, verticale ed orizzontale: i circuiti di segnalazione sono stati realizzati nel modo indicato nella figura 6.

Fig. 6. — « Centro Radio » - Schema funzionale permutatore ad incroci

Per assicurare la continuità delle trasmissioni in partenza ed in transito dal Centro Radio anche in caso di interruzioni, di qualsiasi durata, della alimentazione della rete, è stato installato, nei locali dello scantinato, un impianto di alimentazione di riserva costituito da:

un gruppo convertitore della potenza di 7,5 kVA (motore cor-

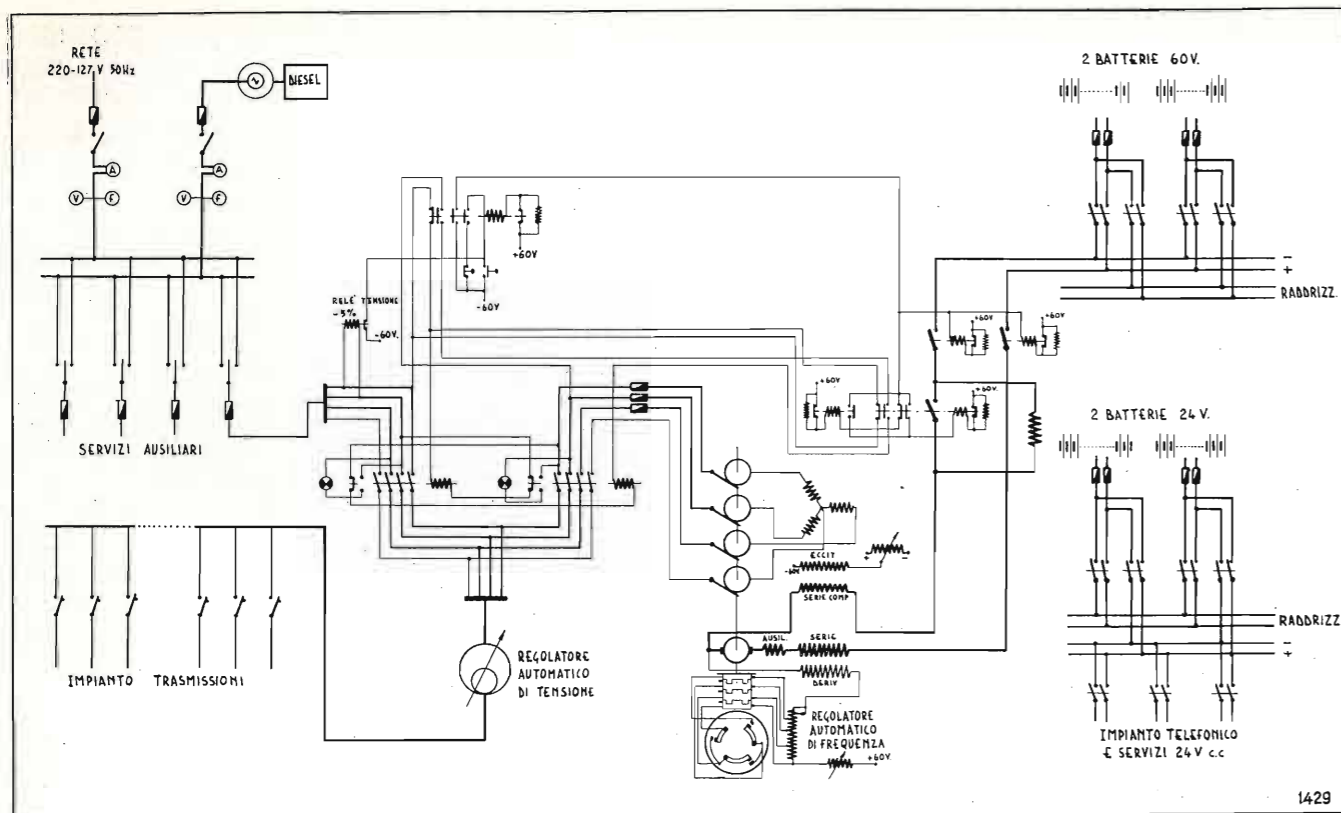



Fig. 7. — « Centro Radio » - Schema elettrico impianto alimentazione emergenza.

rente continua-alternatore) con regolatore Dornig di velocità (che consente di mantenere costante la frequenza, requisito fondamentale per l'alimentazione delle macchine di registrazione e di riproduzione) ad inserzione automatica;

un gruppo elettrogeno della potenza di 36 kVA.

La figura 7 mostra lo schema elettrico dell'impianto di alimentazione di emergenza.

I lavori di installazione dei sopradescritti impianti tecnici fissi del Centro Radio sono stati iniziati nel mese di settembre del 1955 e portati a termine il 10 gennaio 1956 con l'impiego di circa 8300 ore lavorative.

Campi di gara. — Parallelamente al completamento delle installazioni al Centro Radio sono stati preparati gli impianti di ripresa microfonica e di smistamento sui vari campi di gara. Presso ogni campo sono state installate speciali cassette di sezionamento per la terminazione dei cavi di raccordo sia con i posti di ripresa microfonica sia con il Centro Radio. Tali cassette sono state installate immediatamente vicino al terminale dei cavi urbani ovvero, ogni qualvolta possibile, entro le tende che alloggiavano le apparecchiature tecniche di ripresa. Ogni coppia di raccordo nelle varie possibili direzioni è stata poi terminata su appropriati bocchettoni e adattatori di raccordo predisposti in modo da rendere il più semplice possibile il collegamento con gli amplificatori portatili, con le macchine di registrazione, ecc. e da consentire il rapido interscambio delle linee di modulazione con quelle di servizio.

Particolarmente ardua è stata la soluzione del problema relativo alle postazioni microfoniche. Molte difficoltà si sono dovute superare per trovare una sistemazione logica e purtroppo a Cortina non sempre si è riusciti a dare alle postazioni la funzionalità necessaria per un buon esercizio delle trasmissioni. Comunque le soluzioni scelte sono state adattate per quanto possibile alle varie condizioni ambientali dei campi di gara.

Le apparecchiature di amplificazione e di registrazione portatili e di collegamento sono state raggruppate di solito in baracche di legno o sotto tende disposte il più vicino possibile alle postazioni dei cronisti, in modo da ridurre al minimo i collegamenti dei microfoni e dei telefoni di servizio e potere così intervenire prontamente presso i cronisti stessi in caso di necessità. Non sempre questa soluzione è risultata funzionale. Con ogni probabilità la migliore soluzione (e questo vale per il futuro) sarebbe quella di disporre di una cabina sufficientemente lunga, capace di ospitare insieme su due file i cronisti, gli interpreti ed i tecnici cosicchè i cronisti risultino anche essi riparati dalle intemperie e dai rumori circostanti. I tecnici dovrebbero essere separati in qualche modo dai cronisti, per potersi muovere agevolmente, parlare al telefono ed ascoltare senza disturbare ed essere disturbati, pur mantenendo con gli interpreti e con i cronisti lo strettissimo contatto indispensabile per il rapido e sicuro svolgimento del lavoro.

Tra le apparecchiature portatili utilizzate per le trasmissioni radiofoniche che meglio hanno risposto allo scopo sono da annoverare i segnali di identificazione (magnetofoni a ciclo chiuso appositamente ideati per questa occasione) che consentivano l'invio della modulazione di prova un quarto d'ora prima dell'inizio di ogni trasmissione verso la nazione che doveva ricevere la trasmissione stessa. È stato necessario predisporre circa 125 contenitori di nastro per assicurare la trasmissione dei segnali di identificazione nelle varie lingue dei Paesi di destinazione e dei Paesi di transito dei circuiti internazionali.

Citiamo ancora fra queste apparecchiature particolari i nuovi piccoli amplificatori portatili ad alimentazione autonoma a pile che per la loro leggerezza e le ridottissime dimensioni si sono dimostrati, specie in questa circostanza, notevolmente pratici e funzionali con risultati che possiamo senz'altro dire brillanti.

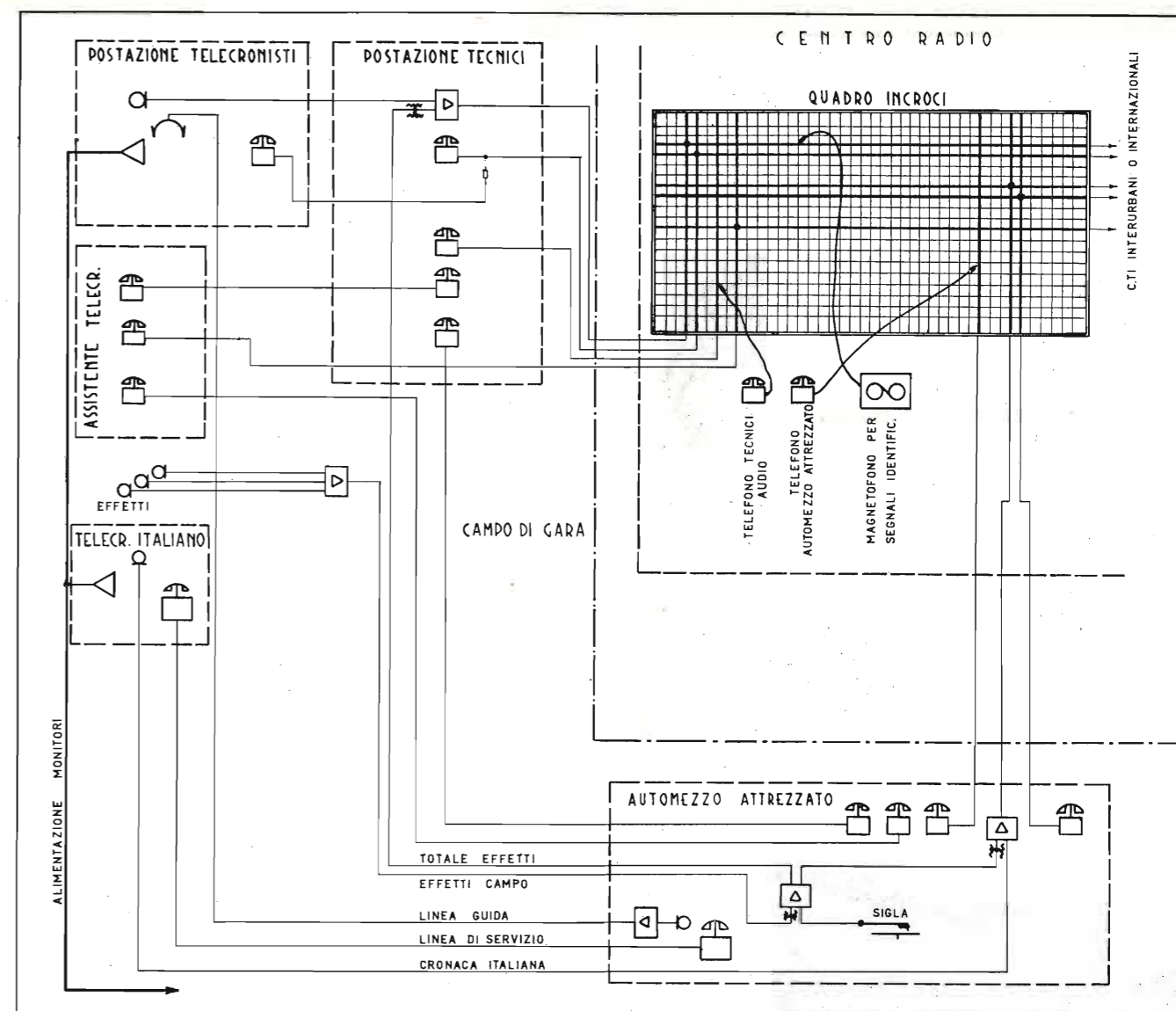



Fig. 8. — Esempio di postazioni sui campi di gara per le riprese audio delle trasmissioni TV.

I microfoni impiegati a Cortina sono stati prevalentemente del tipo a bobina mobile ed a caratteristica omnidirezionale ed in casi particolari anche microfoni a labbro opportunamente adattati.

Sono stati impiegati anche radiomicrofoni che consentivano la radiocronaca della gara oltre che dall'arrivo (collegato al centro radio mediante la rete dei circuiti urbani) anche dai posti di partenza e intermedi, consentendo di rendere le trasmissioni più complete e interessanti.

La figura 8 mostra ad esempio una postazione per riprese audio del tipo realizzato a Cortina.

3. Breve descrizione degli impianti tecnici per la parte televisiva.

Anche qui conviene fare una distinzione fra gli impianti del «Centro TV» e quelli sui vari campi di gara.

Gli impianti del «Centro TV», realizzati in parte allo Stadio del Ghiaccio ed in parte in una palazzina adiacente allo Stadio stesso, comprendevano i seguenti equipaggiamenti:

— uno studio attrezzato per le riprese dal vivo con due telecamere installate in modo permanente, una delle quali per la trasmissione delle diapositive e dei cartelli;

— un impianto di telecinema da 16 mm e di un « magnetocord » da 16 mm con avviamento sincrono;

— una regia per le riprese dallo Stadio del Ghiaccio ed un reparto di sincronizzazione completo di magnetofoni sincronizzati e delle relative apparecchiature ausiliarie per i riversamenti (fig. 9);

— un impianto per la produzione dell'energia di riserva essenzialmente costituito da un generatore elettrogeno trifase con relativo regolatore di tensione e da un gruppo elettrogeno montato su « Campagnola ».

Allo scopo di assicurare la rapida preparazione delle varie riprese filmate da innumerevoli cineoperatori muniti di cinepresa con magnetofono sincronizzato o con registrazione sonora incorporata, è stato anche installato un vero e proprio stabilimento di svi-

Una parte dei magnetofoni predisposti a Misurina per i servizi audio del 28 e 29 gennaio 1956.

luppo con impianto di inversione stampatrice e reparto di montaggio, dotato di tre moviole e di relativi tavoli avvolgifilm.

Questi posti fissi per le trasmissioni televisive erano collegati in forma permanente con le numerose cabine dei telecronisti ricavate dal Coni allo Stadio del Ghiaccio, cosicchè i cronisti, durante la trasmissione di film, potevano, senza muoversi dal posto di ripresa microfonica, effettuare la telecronaca osservando i monitori installati nelle stesse cabine. Questa soluzione è risultata particolarmente felice per la praticità di esercizio che ne è derivata.

Campi di gara. — La dislocazione delle telecamere per le varie riprese è stata lungamente studiata tenendo conto delle limitazioni imposte dall'organizzazione olimpionica internazionale, per ragioni logistiche e di sicurezza. Inoltre si dovette venire ad un compromesso anche con i cineoperatori dell'Istituto Luce per evitare reciproci disturbi.

Nella scelta delle postazioni si è altresì dovuto tenere conto della necessità di effettuare riprese in buone condizioni di luce e di cercare di dare ai telespettatori la impressione più realistica possibile dello svolgimento delle gare.

La dislocazione di camere lontane è stata fortemente ostacolata dalla mancanza di vie di comunicazione e dalle particolari condizioni del terreno. A titolo di esempio, per installare la telecamera n. 3 della pista di slalom si sono dovuti stendere circa 700 m di linee telefoniche e di energia e portare a spalla i materiali superando difficoltà non comuni.

Le telecamere per le riprese dalla pista per il pattinaggio di velocità, da quella per il bob e da quella per il salto furono installate in base agli schemi dimostrativi riprodotti nella figura 10. Le figure 11 e 12 mostrano le postazioni per le riprese TV rispettivamente delle gare di slalom e di salto.

Fig. 9. — «Centro TV» - Sala Controllo e Regia allo Stadio del Ghiaccio.

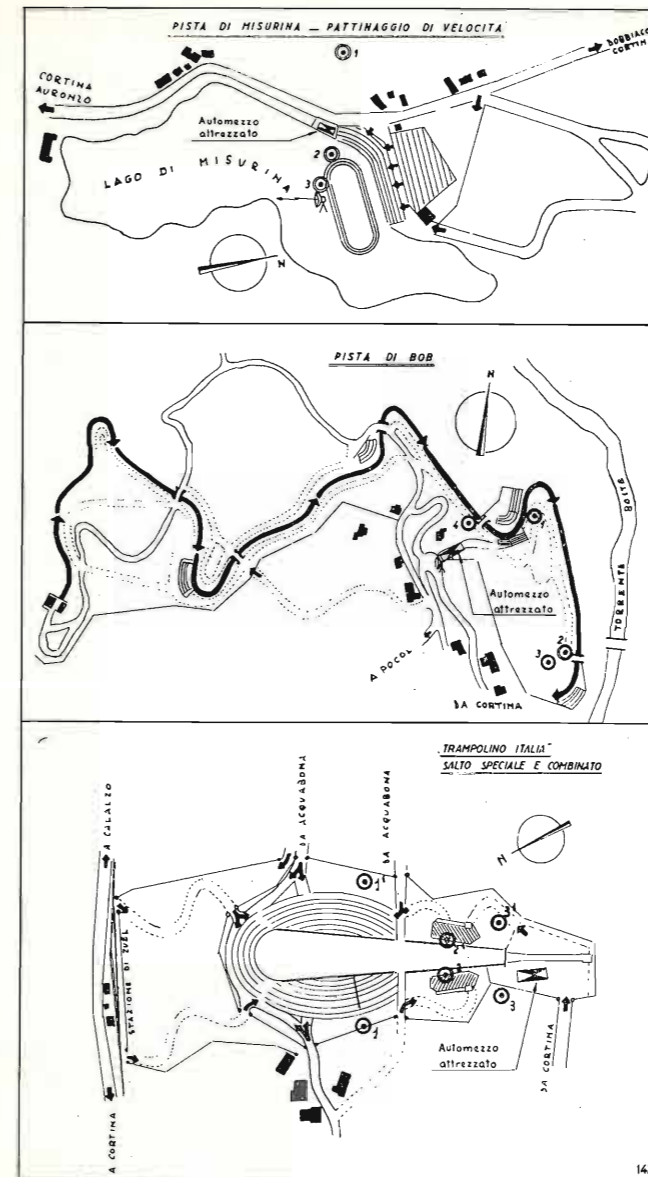



Fig. 10. — Riprese TV ai campi di gara. - Schemi dimostrativi delle postazioni delle telecamere.

Fig. 11. — Postazione per le riprese TV delle gare di slalom.

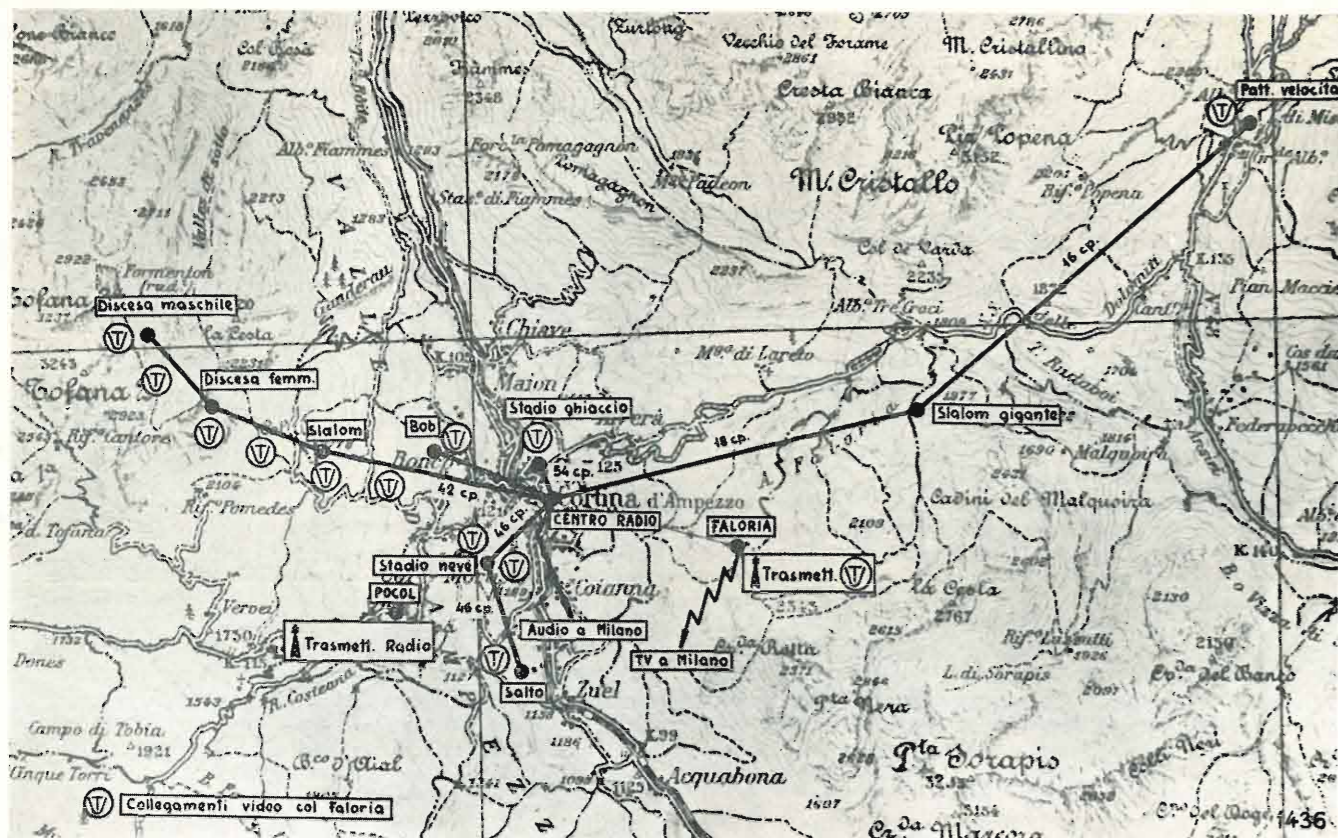
Nelle riprese delle gare di bob a 4 le telecamere furono posate in modo da dare ai telespettatori una visione quasi totale dell'ultima parte del percorso e si può affermare che il risultato è stato superiore al previsto giacchè i telespettatori hanno potuto godere le gare assai meglio di coloro che vi assistevano sul posto.

Fig. 12. — Postazione per le riprese TV delle gare di salto.

Per le trasmissioni da Misurina si dovettero scegliere posizioni non molto felici per le camere sul lago in considerazione del fatto che le tribune e le postazioni della giuria dalla parte del traguardo erano completamente contro sole. Comunque anche le posizioni trovate si sono dimostrate sufficientemente buone e le riprese sono state molto migliorate da una terza telecamera installata sul pendio della montagna in posizione panoramica.

Nelle riprese da Misurina il collegamento del video avveniva per ponte radio dal lago al rifugio Tondi di Faloria. Da qui al centro installato sul Faloria il collegamento era effettuato mediante un cavetto coassiale di circa 700 m di lunghezza, alimentato da un amplificatore a video-frequenza.

Le varie riprese video sono state assicurate da tre squadre che si spostavano in relazione alle manifestazioni da trasmettere dai vari campi di gara.

Le apparecchiature di comando delle telecamere

Pianta generale dei collegamenti radio e TV in Cortina.

erano montate su un autocarro che era seguito sui campi di gara da una «Campagnola» con un gruppo elettrogeno per l'alimentazione di riserva.

Fig. 13. — Schema generale dei collegamenti video.

Per l'alimentazione principale era stata appositamente costruita una rete di linee ad alta tensione terminanti a cabine elettriche di trasformazione su palo.

Per la trasmissione dei segnali video è stata attrezzata una rete di ponti radio mobili e fissi da Cortina (Monte Faloria) a Milano; una prima direttrice attraverso Col Visentin, Monte Venda, Monte Penice; una seconda attraverso Monte Faloria, Col Visentin, Padova (Amplificatrice dell'Azienda di Stato per i Servizi Telefonici). A Padova il segnale video veniva immesso nel nuovo tronco di cavo coassiale Padova-Milano (fig. 13). Questa è stata la prima utilizzazione in Italia e forse in Europa (Inghilterra esclusa) di cavi coassiali per la televisione.

A questa doppia rete di ponti il programma veniva inviato dalle singole località mediante ponti mobili installati di volta in volta. La figura 13 dà un'idea esatta della configurazione della rete dei ponti e dei cavi coassiali utilizzati per l'invio del segnale video.

Per il commento audio delle riprese televisive in eurovisione le postazioni dei telecronisti erano vicine a quelle dei radiocronisti e anche per queste, compatibilmente con le difficoltà già accennate, si è cercato di dare le migliori condizioni di visibilità delle gare.

L'installazione delle postazioni delle telecamere è stata realizzata sullo schema di collegamento ordinariamente usato per le trasmissioni di eurovisione e corrispondente alle indicazioni dell'UER.

Per ogni telecronista erano a disposizione:

— un microfono a labbro collegato alle apparecchiature dei tecnici poste sotto la tenda del cavo;
— un telefono da campo in parallelo ad un altro, presso la tenda dei tecnici, sul circuito di servizio con il terminale estero. Il corrispondente poteva così parlare direttamente con il proprio terminale;

Fig. 14. — Schema dimostrativo dei servizi radio e TV effettuati da Cortina il 29 gennaio 1956.

— una cuffia attraverso la quale il corrispondente poteva ascoltare le disposizioni e le informazioni trasmessigli dall'automobile di ripresa e realizzare cioè la cosiddetta linea guida.;
— un monitore per consentire al telecronista di descrivere con precisione la gara trasmessa.

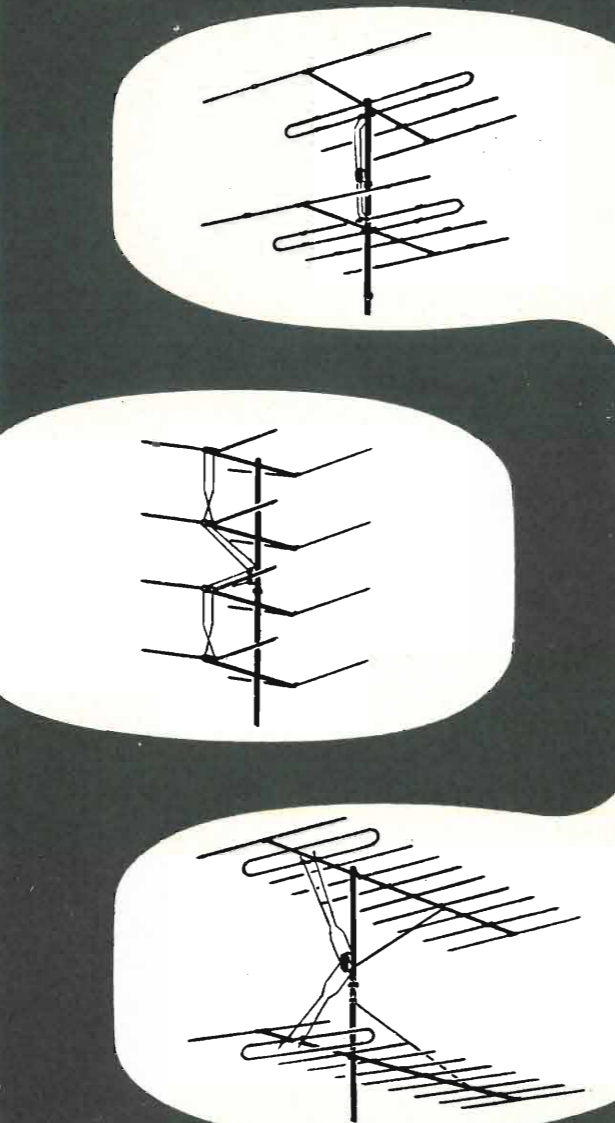
La modulazione degli effetti di ambiente veniva ripresa mediante due o tre microfoni e veniva addizionata nell'automezzo alle sigle sonore di apertura e chiusura e quindi miscelata direttamente sui campi di gara alle varie cronache.

I circuiti audio e di servizio facevano capo al Centro Radio.

La trasmissione più impegnativa, specie per la parte video, è stata quella della cerimonia inaugurale per la quale sono state addirittura portate due telecamere sul Monte Faloria, presso la postazione ove erano installati i ponti riceventi da Cortina, i ponti trasmittenti verso il Col Visentin e un trasmettitore televisivo ripetitore. Nella relativa costruzione in legno era pure stato installato il servizio di controllo e smistamento dei segnali video. Uno degli automezzi attrezzati, con due telecamere fu piazzato all'arrivo della pista olimpica per riprendere l'arrivo della fiaccola ed il cambio del tedoforo; il secondo con altre due telecamere fu invece piazzato nel centro di Cortina, in piazza Venezia, per riprendere l'arrivo ed un altro cambio di tedofori, ed infine tre telecamere furono installate allo stadio del ghiaccio per riprendere la vera e propria cerimonia inaugurale.

Per assicurare una perfetta simultaneità coordinata da un unico regista, fra i vari cambi di camera e di località, fu installato un sistema di interfonico con ponti telefonici e linee urbane, facenti capo tutte alla regia dello stadio del ghiaccio. Lo smistamento dei segnali video avveniva invece al Faloria, anch'esso collegato con lo stesso sistema interfonico.

Per quanto riguarda l'attività del settore cinematografico, oltre ai dati riassuntivi raccolti nella tabella riportata più avanti, si ricorda che sono stati effettuati 42 servizi per l'Italia e per l'estero e 9 prestazioni tecniche speciali per riprese destinate alla CBC canadese; sono state inoltre inviate all'estero giornalmente una decina di copie del servizio filmato che veniva trasmesso seralmente dal telegiornale. Le copie

stampate subito dopo la prima trasmissione venivano sviluppate nel corso della notte cosicchè prima ancora dell'alba del giorno successivo potevano essere portate con un apposito automezzo all'aereoporto di Treviso, per il successivo inoltro a Roma e all'estero.

Un'idea generale dello sforzo tecnico che la RAI ha compiuto in occasione dei Giochi Invernali di Cortina risulta dalla tabella riassuntiva che qui riportiamo.

Organismi di radiodiffusione esteri presenti	26
Organismi televisivi esteri presenti	11
Unità RS (Regia-Registrazione; Studio)	22
Sale di registrazione	2
Studi per trasmissioni televisive	1
Impianto sviluppo, stampa, montaggio, sincronizzazione per films muti e sonori da 16 mm	1
Impianto telecinema per trasmissione diretta di films	1
Coppie di raccòrdo con i campi di gara:	176
per oltre	700 Km/coppia
Automezzi attrezzati per riprese televisive	3
«Campagnole» con generatore elettrogeno	3
«Campagnola» con ponti mobili	1
Automezzi attrezzati per trasmissioni e registrazioni esterne	6
Altri automezzi per servizi vari	14
Telecamere	11
Camere per riprese cinematografiche	9
Amplificatori microfonici e di linea	125
Magnetofoni per registrazioni radiofoniche	89
Magnetofoni a ciclo chiuso (segnali di identificazione)	25
Magnetofoni per riprese sonore cinematografiche	6
Radio microfoni	5
Cavi schermati per i collegamenti sui campi	m 20.000
Telefoni di vario tipo	198
Quadro incroci per un totale di	40.000
Pellicola invertibile da 16 mm, girata	m 17.405
Pellicola controtipo invertibile, stampati	m 19.680
Nastro magnetico da 16 mm	m 7.165
Servizi radiofonici effettuati	1.005
Ore occupazione circuiti audio	1.432
Media giornaliera di ore di trasmissione	120
Servizi televisivi effettuati	82

La figura 14 rappresenta lo schema dei servizi effettuati il giorno 29 gennaio 1956 e costituisce un esempio del lavoro svolto.

(264)

IL PROBLEMA DELLA DEFLESSIONE ORIZZONTALE NEGLI OSCILLOGRAFI A RAGGI CATODICI

DOTT. ING. PIER GIORGIO PEROTTO

1. Introduzione.

In questi ultimi anni l'impiego degli oscillografi a raggi catodici è andato sempre più diffondendosi, non solo nel campo delle misure elettriche, ma in tutti i campi dell'ingegneria e della fisica nei quali occorra rilevare segnali elettrici associati a fenomeni periodici, i quali possono provenire da trasduttori di più varia natura, come microfoni, termocoppie, cellule fotoelettriche, rivelatori a resistenza (strain gauges), ecc.

In molti casi l'oscillografo viene usato come strumento per misure qualitative; in altri, invece, si sente la necessità di rilevamenti il più possibile precisi; si pensi ad esempio al caso in cui l'oscillografo vien impiegato per la registrazione di forme d'onda provenienti dalle reti elettriche di una calcolatrice analogica, in cui quindi il segnale elettrico rappresenta la soluzione di una equazione differenziale (1).

In questi casi l'oscillografo deve presentare caratteristiche di linearità, sia per quello che riguarda la deflessione verticale, sia per quella orizzontale, tali da contenere gli errori entro un valore inferiore allo spessore stesso della traccia luminosa sullo schermo.

Se tali condizioni sono realizzate, lo strumento dà un errore inferiore alla sua sensibilità e pertanto non apprezzabile.

Per quello che riguarda gli amplificatori di deflessione che alimentano le placche del tubo oscillografico, è facile ottenere una risposta lineare per un'ampiezza almeno uguale al diametro dello schermo, e tale condizione è realizzata negli oscillografi delle migliori case costruttrici.

Per quello che riguarda invece gli organi che provvedono a generare le tensioni di forma triangolare per la deflessione orizzontale, si nota che il conseguimento di una linearità soddisfacente comporta l'uso di mezzi elettrici di complessità considerevole.

Questo fatto, e in più la considerazione che una scarsa linearità della deflessione orizzontale viene poco apprezzata dall'osservatore, induce in genere a continuare ancora oggi a fare uso di «basi-tempi» nelle quali la tensione di forma triangolare è ancora semplicemente la tensione di carica di un condensatore attraverso una resistenza, mentre i circuiti elettronici adempiono solamente la funzione di rendere periodica la ripetizione della scansione.

In questo articolo verrà considerato il problema della progettazione dei circuiti di deflessione, e in particolare ci occuperemo di un circuito che accoppia ad elevate caratteristiche di linearità pregi di semplicità anche superiori a quelli dei circuiti comunementi usati per la base dei tempi.

(1) PINOLINI F.: *Calcolatrice elettronica analogica ripetitiva.* «Elettronica», III, luglio-agosto 1954, p. 152.

2. I circuiti di deflessione più comunemente impiegati.

I circuiti di deflessione possono essere classificati sia in base al fenomeno che si sfrutta per ottenere l'andamento triangolare della tensione, sia in base al sistema impiegato per ottenere il funzionamento periodico e la sincronizzazione.

Secondo il primo criterio distingueremo:

a) circuiti di deflessione in cui la forma d'onda dipende dalla costante di tempo di un circuito ad elementi puramente passivi, resistenze e capacità;

b) circuiti di deflessione in cui la forma d'onda dipende dalla costante di tempo di un circuito ad elementi attivi e passivi (ad esempio dal guadagno di un tubo elettronico e dai valori di resistenza e capacità di una rete passiva).

In base al secondo criterio distingueremo circuiti di deflessione a thiratron, a multivibratore, a effetto transitron, ecc.

È possibile pertanto costituire un circuito di deflessione accoppiando il circuito formatore scelto secondo il primo criterio, ad uno dei circuiti rigenerativi scelti secondo l'altro criterio; è possibile avere così un certo numero di combinazioni, ciascuna delle quali avrà caratteristiche di funzionamento particolari, che verranno discusse e analizzate; in pratica osserviamo subito che le combinazioni più frequentemente impiegate sono le seguenti:

1) circuito formatore a reti passive e thiratron;

2) circuito formatore a reti passive e multivibratore.

In oscillografi per applicazioni particolari potremo trovare circuiti di deflessione a elementi attivi e passivi (circuito Miller) nei quali la scansione è affidata a impulsi prodotti altrove, già sincronizzati col fenomeno da osservare.

Il circuito di deflessione dovrà provvedere inoltre allo spegnimento del pennello elettronico del tubo a raggi catodici nella fase di ritorno, al termine di ogni intervallo di scansione.

3. Il circuito formatore dell'onda triangolare.

Il circuito formatore più semplice è costituito da una resistenza e da una capacità (fig. 1) alimentati in modo opportuno.

La risposta di tale circuito a una funzione a gradino unitaria è data dall'espressione:

$$v_2 = 1 - e^{-t/RC} \qquad [1]$$

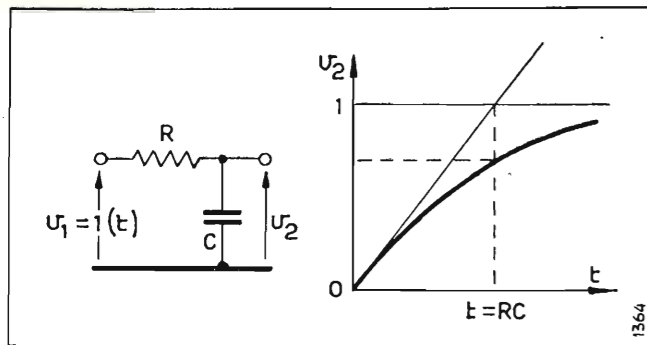



Fig. 1. — Circuito formatore a resistenza e capacità.

la quale sviluppata in serie può essere scritta:

$$[2] \qquad v_2 = \frac{t}{RC} - \frac{t^2}{2!\,(RC)^2} + \frac{t^3}{3!\,(RC)^3} \ldots\ldots$$

Il circuito pertanto, se alimentato con una tensione di forma rettangolare, è in grado di fornire ai morsetti di uscita una forma d'onda di andamento crescente nel tempo, lineare se è $t \ll RC$; condizione questa che si ottiene limitando la scansione ad un intervallo di tempo molto breve rispetto alla costante di tempo CR del circuito.

Se non è verificata la condizione $t \ll RC$ si manifesta un progressivo restringimento della parte di destra dell'immagine sullo schermo; l'errore che si commette è definito dall'espressione:

$$[3] \qquad \varepsilon = \frac{\dfrac{t}{RC} - v_2}{\dfrac{t}{RC}}$$

che esprime lo scostamento percentuale dall'andamento lineare; esso è valutabile osservando il diagramma di figura 2.

Si può ritenere che la distorsione della figura sia tollerabile quando l'intervallo di scansione è dell'ordine di (0,1 ÷ 0,05) RC, il che significa avere una tensione utile dell'ordine di (0,1 ÷ 0,2) V_1 come si ottiene dalla [2].

Un circuito formatore comprendente un elemento attivo, come un tubo elettronico, consente di ottenere prestazioni di gran lunga più brillanti

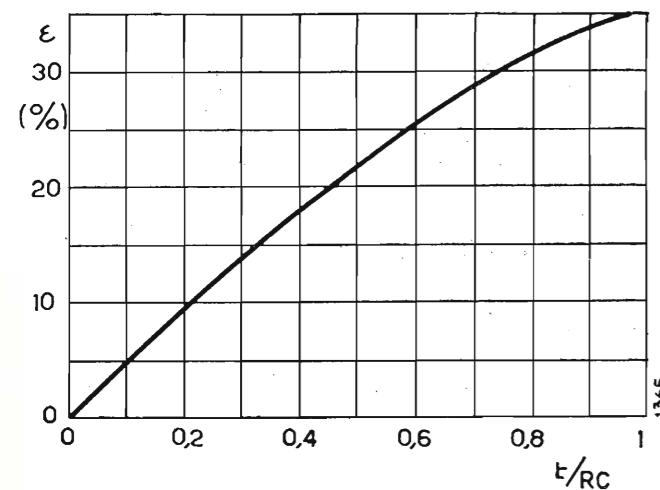



Fig. 2. — Errore di linearità del circuito formatore di figura 1.

e cioè una migliore linearità con una tensione di uscita più elevata.

Uno dei circuiti impiegati è il cosidetto integratore di Miller (fig. 3).

L'equazione differenziale di tale circuito, può essere ricavata facilmente esprimendo l'equilibrio delle tensioni lungo la maglia comprendente v_1, R, C, v_2; ed è la seguente:

$$[4] \qquad \frac{dv_2}{dt}(1 + A)\,CR + v_2 = Av_1$$

essenso A il guadagno del tubo elettronico.

La risposta ad una tensione a gradino unitario applicata alla griglia è pertanto:

$$[5] \qquad v_2 = A\left[1 - e^{-\frac{t}{(1+A)\,RC}}\right]$$

espressione che, sviluppata in serie di potenze, analogamente a quanto si era fatto nel caso precedente, assume la forma:

$$[6] \quad v_2 = A\left[\frac{t}{(1+A)\,RC} - \frac{t^2}{2!\,(1+A)^2\,(RC)^2} + \ldots\ldots\right].$$

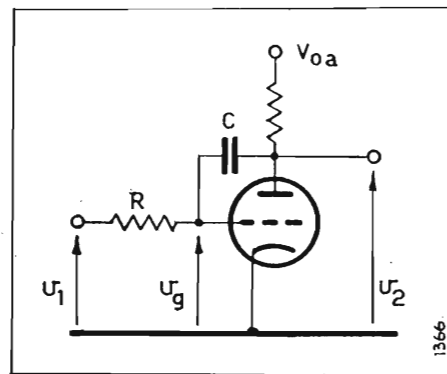



Fig. 3. — Circuito formatore integratore di Miller.

Dalla [6] appare chiaramente che, a parità di durata t_a della deflessione, l'errore percentuale ε che esprime lo scostamento dall'andamento lineare è molto più piccolo che nel caso in cui si fa uso di un circuito puramente passivo, potendosi ε ritenere dell'ordine:

$$\varepsilon \cong \frac{t}{2\,(1+A)\,RC}.$$

Con i forti valori di guadagno che è possibile ottenere da un tubo elettronico (pentodo) è facile arrivare a valori di ε dell'ordine di qualche permille con tensioni di deflessione di decine di volt.

In questo caso il circuito comprendente il tubo elettronico compie la funzione di un amplificatore operazionale che integra la tensione rettangolare applicata all'ingresso, con notevole grado di precisione [2].

Un altro metodo per migliorare la linearità del circuito formatore a resistenza e capacità, è quello di sostituire alla resistenza ohmica la resistenza differenziale di un tubo (pentodo), in modo tale che, almeno per un escursione limitata delle tensioni, si possa ritenere di caricare la capacità C a corrente

(2) Vedi lavoro citato nella nota 1.

costante. In tali condizioni la tensione ai capi di C crescerà con legge lineare nel tempo.

La figura 4 rappresenta schematicamente un circuito di tal genere. Il condensatore C portato mediante un interruttore alla tensione V_{0a}, si scarica quindi attraverso la resistenza interna del pentodo secondo la legge:

$$v_2 = V_{0a} - \frac{i_a}{C}\,t\,;$$

infatti la i_a può essere ritenuta praticamente costante, ossia indipendente della tensione anodica [3].

Inoltre se si dispone di una contro-reazione di corrente sul catodo mediante la resistenza R_k, la resistenza interna del tubo R_a può ancora essere aumentata, fino a raggiungere il valore:

$$R_a' = R_a + R_k\,(1 + \mu).$$

Altri metodi vengono talvolta impiegati per procedere ad una « correzione » della forma d'onda prodotta, in modo da realizzare la linearità, ma il loro impiego presenta inconvenienti nei casi in cui occorre avere grandi variazioni di frequenza, come è quello delle basi dei tempi per oscillografi.

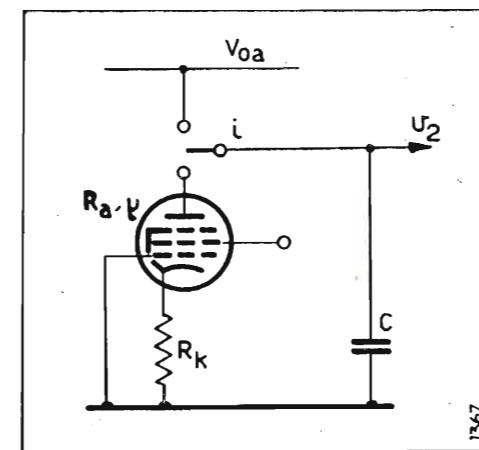



Fig. 4. — Circuito formatore schematico facente uso di un pentodo.

4. Circuiti rigenerativi per il funzionamento ripetitivo della base dei tempi.

I circuiti formatori sopra illustrati devono essere accoppiati a circuiti autooscillanti atti a far succedere periodicamente le seguenti fasi:

1) Fase attiva di scansione (di durata t_a) nella quale avviene lo spostamento del pennello elettronico dalla sinistra alla destra dello schermo.

2) Fase di ritorno (di durata t_r) che deve essere il più breve possibile per varie ragioni (una delle quali è quella di non diminuire eccessivamente la luminosità della traccia), durante la quale il raggio è spento allo scopo di non dare luogo a immagini spurie.

Il ripetersi periodico di queste fasi può essere ottenuto in vari modi, a mezzo di thiratron, multivibratori, o, meno frequentemente, sfruttando l'effetto transitron o dinatron.

I circuiti facenti uso di thiratron (fig.5) hanno il vantaggio di tempi di ritorno t_r estremamente brevi, dell'ordine di pochi microsecondi, e la pos-

(3) Questo è vero se la tensione anodica è più alta del valore corrispondente al ginocchio della caratteristica $i_a = f(v_a)$.

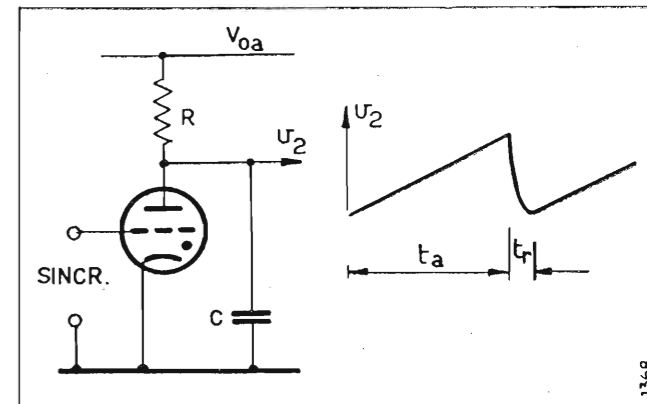



Fig. 5. — Circuito rigenerativo con tiratron.

sibilità di realizzare un sincronismo molto energico, mediante segnali applicati alla griglia di comando, ma trovano una limitazione nel valore massimo di frequenza raggiungibile (30 + 40 kHz).

La linearità di tali circuiti richiese, per essere accettabile, tensioni di alimentazione V_{0a}, alquanto elevate poichè, per un funzionamento stabile, l'ampiezza della tensione a denti di sega non può essere ridotta al di sotto di un certo valore, imposto dalla differenza fra tensione di innesco e tensione di spegnimento della scarica nel thiratron.

Anche i multivibratori vengono frequentemente impiegati, e con essi è possibile giungere facilmente a frequenze di qualche centinaio di kHz.

Gli schemi tipici di tali apparecchi sono rappresentati nelle figure 6 e 7.

Nella figura 6 è lo schema di un multivibratore ad accoppiamento catodico con circuito formatore a resistenza e capacità sulla placca del triodo 2.

Il periodo di deflessione è determinato dall'intervallo di tempo per cui il triodo 2 è mantenuto interdetto, e quindi, dipende in prima approssimazione dalla costante di tempo $C_1 \cdot R_1$, mentre il periodo di ritorno ha durata dipendente essenzialmente dalla costante di tempo $C_1 \cdot R$ [4]

Per la regolazione della frequenza di scansione si agisce generalmente sulle resistenze R_1 ed R_2

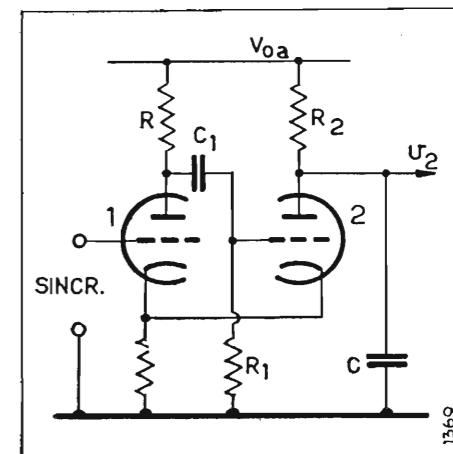



Fig. 6. — Multivibratore ad accoppiamento catodico.

(4) Infatti mentre la valvola 2 è interdetta, e quindi il tubo 1 conduce il circuito attraverso cui si carica il condensatore C_1, comprende le resistenze R_1, e, in serie a questa, e in parallelo tra loro, le resistenze interna della valvola 1 e la resistenza di carico R di quest'ultima. L'intervallo t_a di deflessione può perciò ritenersi dato da:

$$t_a = \sim R_1\,C_1 \lg_e \frac{V_{0a} - V_{a_1}}{V_{ig_1}}$$

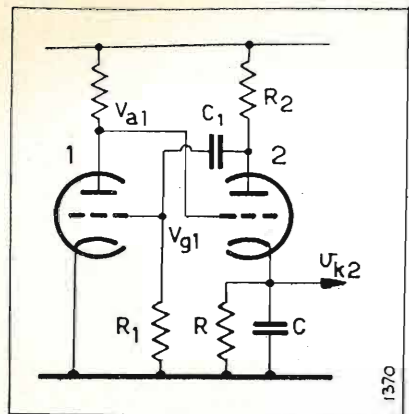



Fig. 7. — Multivibratore con circuito formatore nel catodo.

(regolazione fine) e sui condensatori C e C_1 (regolazione a scatti).

In realtà per variare la frequenza sarebbe sufficiente agire sulla resistenza R_1; però si avrebbe l'inconveniente di un'ampiezza della scansione tanto minore quanto più piccola viene resa R_1. Agendo contemporaneamente anche su R_2 in modo da conservare costante il rapporto R_1/R_2, si può ottenere un'ampiezza della scansione costante al variare della frequenza. In pratica R_2 ed R_1 sono resistori variabili calettati sullo stesso asse.

Per lo stesso motivo occorre nella regolazione a scatti della frequenza variare non solo C_1 ma anche C, mantenendo approssimativamente costante il rapporto C/C_1.

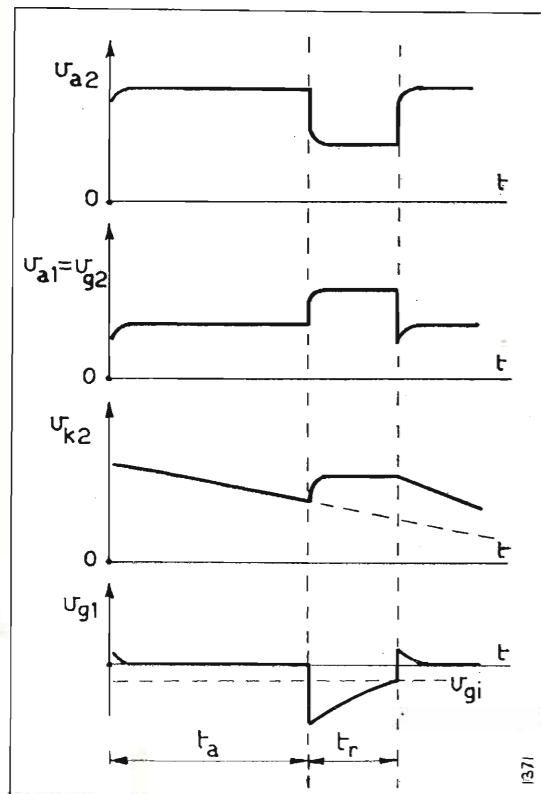



Fig. 8. Forme d'onda nel circuito di figura 7.

dove: V_{a_1} = tensione anodica del tubo 1 quando conduce;
V_{ig_1} = tensione di interdizione dello stesso tubo;
si può infatti trascurare, rispetto ad R_1, la resistenza interna del tubo che conduce.

Un ragionamento analogo consente di determinare il tempo di ritorno t_r, tenendo conto che, in tale intervallo la valvola 2 è generalmente in condizioni di saturazione (cioè con griglia lievemente positiva rispetto al catodo) e che, essendo invece la 1 interdetta, il circuito di carica del condensatore C_1, comprende ora praticamente solo la resistenza R.

Il multivibratore rappresentato in figura 7, è per il meccanismo di funzionamento, simile al multivibratore ad accoppiamento catodico, salvo il fatto che il circuito formatore è disposto sul catodo del tubo 2.

Con questa disposizione si ottiene che il circuito formatore determina pure la frequenza di ripetizione, per cui per variare la frequenza e mantenere invariata l'ampiezza della scansione è sufficiente agire sulla resistenza R del circuito formatore.

L'esame delle forme d'onda ai vari elettrodi figura 8 chiarisce questo fatto, e permette di ricavare formule approssimative per il calcolo della frequenza [5].

5. Circuiti di deflessione ad effetto Miller - Transitron.

Mentre i circuiti precedenti sono per lo più noti, il circuito di deflessione che ci accingiamo a descrivere, oltre a non essere comunemente impiegato, presenta caratteristiche così interessanti da meritare una trattazione particolare.

Un solo tubo compie la funzione di oscillatore rilassato, e di circuito formatore, sfruttando rispettivamente l'effetto transitron per la prima funzione, e l'effetto Miller per la seconda.

Alcuni diodi inoltre compiono la funzione accessoria di migliorare la linearità e di rendere possibile lo spegnimento del raggio durante il periodo di ritorno.

L'effetto transitron descritto da Van Der Pol nel 1926 consiste in una instabilità che si manifesta in un tubo elettronico a due o più griglie in conseguenza dell'effetto di ripartizione di corrente di una griglia.

Per comprendere il fenomeno, si consideri la figura 9 che rappresenta un pentodo in cui la griglia di soppressione è connessa allo schermo mediante la capacità di accoppiamento C_1. Questo circuito è un oscillatore di rilassamento la cui frequenza dipende dai parametri R_1, R_2, e C.

Supponiamo infatti di applicare alla griglia di soppressione, ad esempio, una tensione positiva.

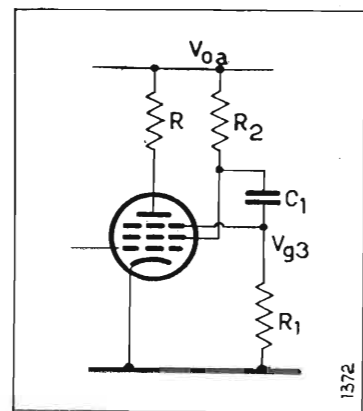



Fig. 9. — Multivibratore a effetto transitron.

(5) L'osservazione della figura 8 chiarisce il meccanismo di funzionamento del circuito. La tensione a denti di sega viene ricavata dal catodo; fase di scansione è quella durante la quale il tubo 2 è interdetto. Tale tubo resta interdetto finchè la carica del condensatore C non è scesa al di sotto di un valore tale per cui:

$$v_{k_2} - v_{g_2} = v_{ig} ;$$

pertanto la costante di tempo del circuito CR oltre a determinare la rapidità di discesa dell'onda triangolare, determina pure la durata dell'intervallo di deflessione. Il tempo di ritorno, viceversa è determinato generalmente dalla costante di tempo C_1R_1, poichè mentre la valvola 2 è in fase di conduzione la carica di C attraverso la bassa impedenza di uscita di 2 (che deve pensarsi ora con un trasferitore catodico) è rapidissima, e l'interdizione della stessa valvola si produce nell'istante in cui la tensione della griglia del tubo 1 da valori più negativi raggiunge la tensione di interdizione v_{ig}.

Questa produrrà un aumento della corrente anodica e una riduzione della corrente di schermo, e per la presenza della resistenza di carico R_2 nel circuito di schermo, un aumento della tensione di questo elettrodo. La relazione che lega tensione di griglia di soppressione e tensione di schermo può quindi essere pensata come l'espressione del guadagno di un amplificatore, più o meno lineare, in cui tensione d'ingresso e d'uscita sono tra di loro in fase. Pertanto se tale guadagno sarà pure maggiore di 1, saranno verificate le condizioni per cui un accoppiamento di retro-azione (dovuto alla capacità C) tra schermo e soppressore determina l'innesco di oscillazioni in una maniera del tutto simile a quella che si verifica in un multivibratore.

In questo consiste l'effetto transitron, che sfrutta per la generazione di oscillazioni persistenti rilassate, la presenza di una conduttanza mutua negativa fra tensione del soppressore e corrente di schermo, per cui si ha:

$$\frac{d\, i_s}{d\, v_{g_3}} < 0$$

Una forma d'onda tipica prodotta dall'oscillatore di Van Der Pol e rappresentata in figura 10; le due

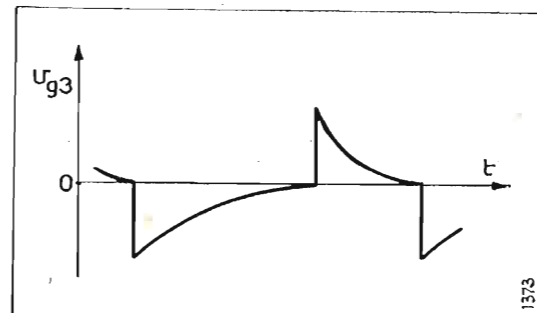



Fig. 10. — Forma d'onda nel circuito di figura 8.

fasi del funzionamento hanno durata differente, poichè in una avviene la carica di C attraverso la resistenza complessiva

$$R_1 + \frac{R_2\, R_s}{R_2 + R_s},$$

(R_s = la resistenza interna media griglia-schermo catodo) e la griglia di soppressione è negativa, nell'altra la griglia di soppressione è invece positiva e la scarica di C avviene attraverso la resistenza:

$$\frac{R_1\, R'_3}{R_1 + R'_3} + \frac{R_2\, R'_s}{R_2 + R'_s}$$

essenso R'_3 e R'_s le resistenza interne medie griglia di soppressione-catodo e griglia schermo-catodo durante il periodo di scarica.

L'effetto transitron, viene pertanto ad interessare solo due griglie del tubo, lasciando libere le altre sezioni di compiere funzioni differenti.

Questo viene appunto realizzato nel circuito di deflessione Miller-transitron, che accoppia felicemente un circuito formatore ad integratore di Miller, ad un circuito rigenerativo di Van Der Pol per generare la tensione di forma triangolare occorrente per la base dei tempi.

Il circuito-base è rappresentato in figura 11.

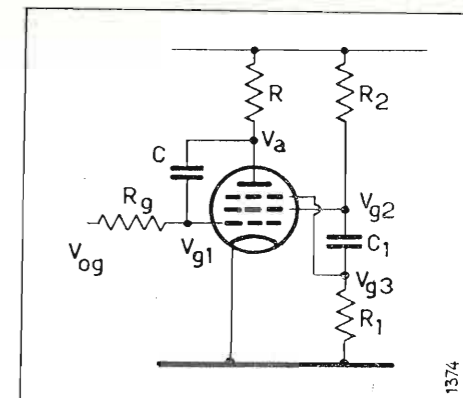



Fig. — 11. Schema semplificato del circuito di deflessione ad effetto Miller transitron.

Le fasi di funzionamento sono quelle corrispondenti alle due situazioni che si alternano, e precisamente:

1) corrente anodica interdetta dal soppressore e corrente di schermo al valore massimo;

2) corrente anodica diversa da zero e corrente di schermo al valore minimo.

La prima delle due fasi è quella di ritorno, determinata, come nel caso dell'oscillatore di Van Der Pol dalla costante di tempo $C_1 \left(R_1 + \frac{R_2\, R_g}{R_2\, R_g} \right)$; in questa fase la tensione di schermo si trova al suo valore minimo e la tensione sull'anodo è la tensione di alimentazione V_{0a}. Il termine di tale fase è determinato dal raggiungimento, da parte della tensione del soppressore, del valore per cui la corrente anodica comincia a fluire. La corrente di schermo in conseguenza comincia a diminuire, e cresce la tensione di schermo; la capacità C_1 trasmette tale variazione alla griglia di soppressione che stabilisce la condizione di funzionamento numero 2; questa è quella attiva di deflessione.

In tale situazione la tensione anodica tende a raggiungere il nuovo valore di regime con la costante di tempo $C_g R$ $(1 + A)$. Tale valore di regime è determinato dal potenziale a cui è portata la griglia di comando attraverso la resistenza R_g.

La tensione anodica decresce pertanto fino a raggiungere la zona [al di sotto del ginocchio della caratteristica $i_a = f(v_a)$] in cui la corrente anodica dipende fortemente dal potenziale anodico stesso. Ora è l'anodo stesso che dà inizio all'azione di scambio, poichè alla riduzione di corrente anodica (determinata dalla riduzione della stessa v_a) segue l'aumento di corrente di schermo e quindi inizia l'azione cumulativa dei vari elettrodi che porta alla nuova interdizione della corrente anodica.

Il fatto che sia l'anodo stesso a determinare il termine della fase di deflessione è molto importante, poichè in questo modo, come già per un caso precedentemente visto, la costante di tempo CR_g del circuito anodo-griglia, determina non solo la rapidità di discesa della tensione anodica, ma anche la durata dell'intervallo di deflessione.

Le forme d'onda delle tensioni sui vari elettrodi in corrispondenza delle fasi di funzionamento sono rappresentate in figura 12; esse consentono di rilevare alcuni fatti:

1) la tensione di schermo nella fase attiva di deflessione non si mantiene costante ma varia in

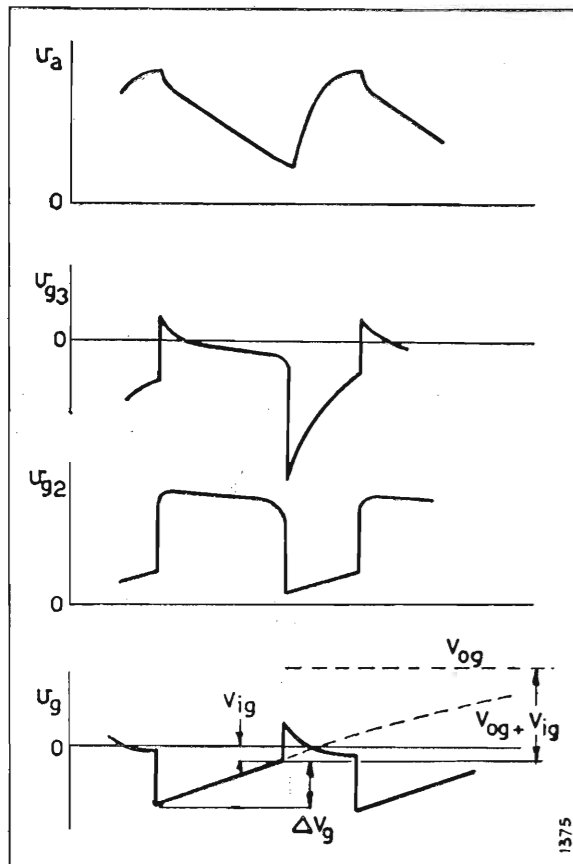



Fig. 12. — Forme d'onda nel circuito di figura 11.

conseguenza della variazione di tensione della griglia di comando;

2) la escursione della tensione di schermo all'alternarsi delle due fasi di funzionamento è dell'ordine di 50 ÷ 60 volt;

3) l'ampiezza utile della tensione anodica, da utilizzarsi per la deflessione è pure dell'ordine di una cinquantina di volt.

Il primo dei fatti rilevati è causa di una variazione del guadagno A durante la deflessione e quindi di una perdita di linearità. A tale inconveniente è possibile ovviare facendo uso di un diodo « sfioratore » che impedisca alla tensione di schermo di superare un livello di circa 70 volt.

La seconda osservazione invece porta ad una applicazione notevole: è infatti possibile utilizzare direttamente la tensione di schermo per lo spegnimento del pennello elettronico durante il ritorno. Tale spegnimento è così efficace che anche con i più forti valori di luminosità non è possibile vedere la traccia durante il ritorno.

Infine la terza osservazione porta a concludere che la tensione utile per la deflessione è circa dieci volte maggiore di quella che si può ottenere, con una linearità alquanto minore, da un circuito a multivibratore.

Lo schema di figura 13 contiene i dettagli del dispositivo descritto. In particolare si può rilevare:

1) Il diodo D_2, che ha la funzione di mantenere costante ed uguale circa a zero, il potenziale della griglia di soppressione nel periodo di deflessione.

2) Un diodo al germanio 1N39 è derivato sul circuito di griglia del tubo oscillografico. Tale diodo ha il compito di mantenere costante la luminosità della traccia al variare della frequenza di scansione. La luminosità infatti tenderebbe a variare, a causa della non perfetta costanza del rapporto t_a/t_r, come facilmente si comprende pensando all'accoppiamento a condensatore esistente tra lo schermo del pentodo e la griglia controllo del tubo a raggi catodici.

Il diodo mantiene costante e circa uguale a zero la tensione tra tale griglia ed il punto A (fig. 13) durante la fase di deflessione, qualunque sia la frequenza di scansione.

3) Il segnale di sincronismo può avvenire applicato tramite un tubo amplificatore alla griglia di soppressione. La presenza del diodo D_2 impedisce a tale segnale di produrre disturbi nella fase di deflessione; in modo tale che il sincronismo venga a prodursi solamente in quanto, nella fase di ritorno, il segnale positivo porta il soppressore nella zona di conduzione per la corrente anodica.

La regolazione della frequenza nel circuito descritto è molto facile; infatti è sufficiente variare il potenziale base della griglia di comando mediante un potenziometro, in modo tale che la griglia stessa, nella fase di deflessione, tenda a portarsi con una costante di tempo $CR_g\,(1 + A)$ ad un potenziale tanto più alto quanto più alta deve essere la frequenza della scanzione. Può infatti ritenersi che il periodo di deflessione sia dato da (v. fig. 12):

$$t_a = CR_g\,(1 + A)\, lg_e\left(1 + \frac{\Delta V_g}{V_{0g} + V_{ig}}\right)$$

e quindi decrescente al crescere di V_{0g} con andamento non molto diverso di quello lineare. È facile ottenere rapporti tra la frequenza massima e la minima superiori a 10 ÷ 15.

Per la variazione a scatti della frequenza si dovrà agire sia su C, sia su C_1, in modo tale che il rapporto t_a/t_r si mantenga costante.

Nella figura 14 sono riportate le forme d'onda del circuito di deflessione completo di figura 13 rilevate direttamente all'oscillografo.

La figura 14 rappresenta le tensioni all'anodo e alla griglia di soppressione; la figura 14b ancora la tensione anodica e la tensione di schermo. Si può notare, durante l'intervallo di deflessione l'effetto dell'azione spianatrice dei diodi D_1 e D_2. Nel primissimo tratto di tale intervallo il diagramma della tensione di deflessione è affetto da una lieve curvatura dovuta alla contemporanea variazione della tensione di schermo che produce variazione del guadagno A del tubo; comunque non si ha perdita di linearità, sia perchè il tempuscolo per cui dura tale anomalia può essere ridotto alquanto limitando la tensione di soglia del diodo D_1, sia perchè se si fa uso del circuito di spegnimento qui descritto il pennello elettronico è ancora spento all'inizio dell'andamento discendente, come si può rilevare dalla stessa figura 14 b.

Fig. 13. — Schema completo del circuito di deflessione a effetto Miller-transitron.

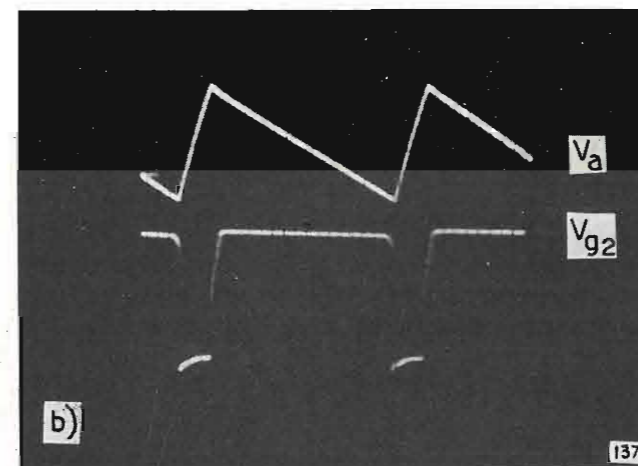
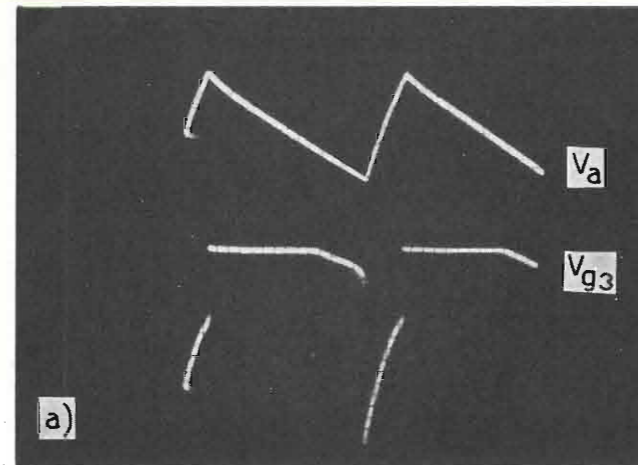



Figure 14a) e b). — Rilevamento oscillografico delle forme d'onda nel circuito di figura 13.

6. Conclusione.

L'esame sommario compiuto di alcuni tipi di circuiti di deflessione per oscillografi a raggi catodici, consente di mettere in rilievo la possibilità di ottenere, da un solo tubo amplificatore, tutte le tensioni occorrenti per la deflessione orizzontale e lo spegnimento del pennello elettronico durante il tempo di ritorno, con la disposizione a Miller-transitron.

La grande ampiezza della tensione triangolare che si ottiene con tale circuito (circa 50 volt) associata alla linearità molto spinta, consente di effettuare anche con oscillografi muniti di amplificatori orizzontali a basso guadagno, ampiezze di scansione inusitate, dell'ordine di una decina di diametri dello schermo, permettendo così l'osservazione dettagliata di fenomeni di frequenza elevata sovrapposti a fenomeni di frequenza molto più bassa quali si hanno frequentemente nella tecnica.

Le prove eseguite sul circuito Miller-transitron, hanno inoltre rilevato la possibilità, sia di scendere a frequenze di scansione molto basse, sia di superare cento kHz di frequenza di scansione.

Pertanto non è difficile prevedere che un circuito di tale genere, che accoppia doti di semplicità a prestazioni molto brillanti, potrà costituire in molti casi una soddisfacente soluzione del problema della deflessione orizzontale negli oscillografi.

(247)

BIBLIOGRAFIA

1 - VAN DER POL: *Thèorie des oscillateurs.*

2 - GODDARD M. I.: *The Development and Design of Direct-Coupled Cathode-Ray Oscilloscopes ecc.* « Journal of the B. I. of. R. E. » - aprile 1955.

3 - SEELY S.: *Electron-Tube Circuits.* « McGraw-Hill » New York, 1950.

AMPLIFICATORI AUDIO AD ELEVATA FEDELTÀ

DOTT. ING. PIERANTONIO CREMASCHI

1. Impianti ad alta fedeltà.

Un impianto per la riproduzione della musica o, in generale, di suoni, si può considerare ad alta fedeltà quando siano verificati i seguenti requisiti: 1) distorsioni inferiori all'1% con segnale sinoidale di ampiezza tale da dare all'uscita la potenza nominale; 2) massima distorsione di intermodulazione inferiore al 3%; 3) curva di risposta alle varie frequenze comprese fra ± 1 dB da 50 Hz a 20.000 Hz; 4) potenza di rumore 70 dB sotto la potenza nominale d'uscita; inoltre questa non deve essere inferiore ai 10 W, al fine di poter riprodurre i picchi 20 dB sopra la potenza di 0,1 W delle riproduzioni normali. (bibl. 1)

È da notare che una perfetta riproduzione dei suoni può essere realizzata solo se l'impianto di riproduzione compensa esattamente le inevitabili distorsioni che vengono introdotte nella registrazione dal vero dei suoni stessi. Le incisioni dei dischi, ad esempio, vengono realizzate secondo prestabilite curve di risposta le quali devono essere poi opportunamente equalizzate nel sistema di riproduzione. Negli S.U.A. è stato raggiunto, da non molto tempo, un accordo, fra incisori di dischi e fabbricanti di amplificatori, con il quale si è stabilito che la curva RIAA è la sola curva di risposta da usarsi nell'incisione. Attualmente sono in commercio dischi incisi con almeno sei tipi di curve diverse. È necessario quindi prevedere nel sistema di riproduzione più circuiti equalizzatori.

Purtroppo la riproduzione della musica o della parola, non potrà mai destare nell'ascoltatore esattamente quelle sensazioni che questi avrebbe nella realtà: infatti non è sufficiente limitare le distorsioni a valori non percepibili, ma sarebbe necessario riprodurre fedelmente la dinamica dei suoni reali in tutta la sua ampiezza. Attualmente non esiste un sistema atto a soddisfare a questa esigenza perciò si è pensato di creare nello stesso sistema di riproduzione una dinamica artificiale di suoni, realizzando così amplificatori detti con « espressione », in modo da rendere più viva la riproduzione di questi, specialmente se si tratta di musica (bibl. 4). Infine nelle riproduzioni normali viene a mancare la sensazione della direzione di provenienza dei singoli suoni componenti. Tale effetto può essere ottenuto con i sistemi di riproduzione stereofonica la cui attuazione è peraltro piuttosto complessa.

2. Considerazioni sul preamplificatore.

I segnali da amplificare in un sistema di riproduzione di suoni, hanno in generale una tensione inferiore a quella richiesta dall'amplificatore di potenza e variabile a seconda del tipo di sorgente. Perciò è necessario un preamplificatore di tensione con possibilità di regolazione del guadagno.

Nei tipi migliori di preamplificatori si realizza il primo stadio con un circuito chiamato dagli americani a « cascode » (fig. 1), al fine di avere una elevata impedenza ed una minima capacità d'ingresso.

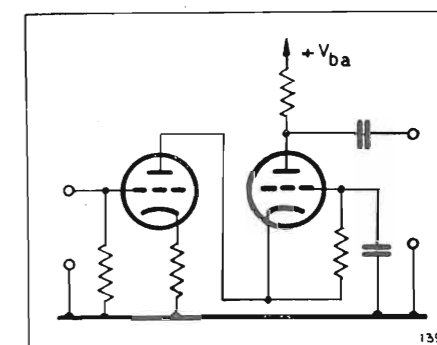



Fig. 1. — Circuito a « cascode » usato come primo stadio negli amplificatori di classe.

Lo stadio finale viene invece generalmente realizzato con un inseguitore catodico (bibl. 10).

Gli stadi normali di preamplificazione sono costituiti da triodi amplificatori accoppiati a resistenza-capacità. Fra questi stadi si possono inserire le regolazioni dell'amplificazione (volume) dei toni bassi e alti, i circuiti equalizzatori delle varie curve di incisione ed eventuali filtri per le basse e per le alte frequenze.

Al fine di evitare il ronzio causato dall'accensione in corrente alternata dei filamenti delle valvole, queste si possono alimentare in corrente continua, ottenuta dall'alimentatore con un raddrizzatore a ponte al selenio, o dalla polarizzazione catodica delle valvole finali in controfase; oppure, quando l'accensione è effettuata in corrente alternata, si può usare un circuito di compensazione del ronzio; esso può essere costituito semplicemente da un potenziometro in parallelo con l'avvolgimento secondario del trasformatore il cui centro sia portato a un piccolo potenziale positivo oppure come è indicato in figura 2 (bibl. 1).

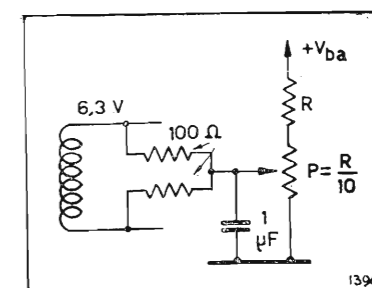



Fig. 2. — Disposizione del potenziometro *P* di annullamento del ronzio.

3. Progetto dell'amplificatore.

L'amplificazione di potenza negli impianti di alta fedeltà viene universalmente realizzata con uno stadio in controfase e quindi è necessario un invertitore di fase, generalmente del tipo « catodina » in cui la resistenza di carico è suddivisa in due parti uguali inserite rispettivamente sul catodo e sull'anodo; questo stadio è spesso preceduto da un amplificatore di tensione necessario per ottenere 20 ÷ 30 volt efficaci, richiesti dallo stadio in controfase, per le normali potenze d'uscita.

Generalmente lo stadio finale viene fatto funzio-

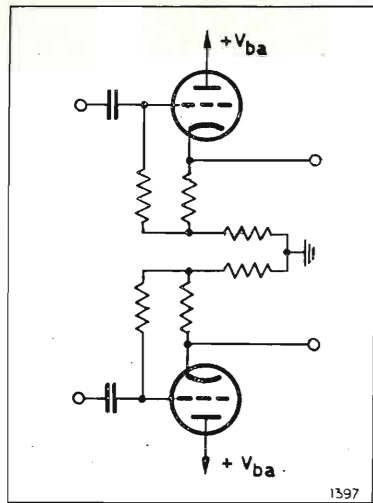



Fig. 3. — Stadio pilota, ad inseguitore catodico, da inserire fra l'invertitore di fase e lo stadio finale in controfase.

nare in classe AB, talora anche con circolazione di corrente di griglia, e perciò è necessario inserire fra l'invertitore di fase e lo stadio in controfase, uno stadio pilota ad esempio costituito da un inseguitore catodico (fig. 3), il quale evita le distorsioni prodotte dalla circolazione della corrente di griglia nell'invertitore di fase (bibl. 11).

Il funzionamento in classe B ha lo svantaggio di avere distorsioni relativamente più grandi alle basse potenze, proprio cioè durante il funzionamento normale dell'amplificatore. Per questa ragione nonostante l'elevato rendimento, esso non viene generalmente adottato.

L'amplificatore così realizzato, presenta una notevole distorsione dovuta alla terza armonica, a causa della caratteristica anodica del tubo ed a causa della saturazione del nucleo di materiale ferromagnetico del trasformatore d'uscita.

Al fine di ridurre la distorsione, una forte controreazione di tensione viene universalmente adottata negli amplificatori di alta fedeltà. Le distorsioni a potenza nominale vengono ridotte nel medesimo rapporto con il quale viene ridotta la tensione d'uscita, a pari segnale d'ingresso, a causa della controreazione. A seconda del tipo di amplificatore e della distorsione ammessa, la controreazione può variare da 17 a 30 dB e quindi le distorsioni del $5 \div 7\%$, si riducono ad essere inferiori all'1%.

A causa delle impedenze (reattive induttive) del circuito di controreazione, è necessario mettere una cellula rifasatrice, costituita da una resistenza e da una capacità in serie, posta in parallelo con l'uscita dell'amplificatore (fig. 4). La controreazione viene universalmente realizzata mediante un partitore resistivo con la resistenza superiore bypassata da un condensatore che, oltre a contribuire al rifasamento del carico, aumenta la controreazione alle alte frequenze e così tende a rendere più piatta la curva di risposta alle alte frequenze.

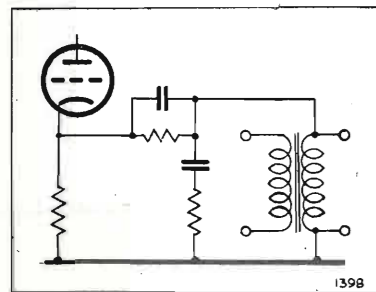



Fig. 4. — Schema del circuito di controreazione con cellula rifasatrice.

Si ricorda che una controreazione di corrente, tendente a diminuire le distorsioni dovute ai singoli tubi, si può realizzare non bypassando la resistenza di polarizzazione catodica del tubo. In questo modo si ha anche il vantaggio di rendere più stabile nel tempo la resistenza interna dell'amplificatore; si ha però anche lo svantaggio di aumentare il valore di questa.

Un sistema del tutto nuovo, atto a ridurre notevolmente le distorsioni nell'amplificazione finale in controfase può essere adottato negli amplificatori ad alta fedeltà; esso consiste nella così detta « distribuzione del carico » dell'amplificatore fra le placche e le griglie schermo dei pentodi e dei tetrodi a fascio impiegati. La « distribuzione del carico » viene realizzata facendo funzionare i tubi, collegati in controfase, con un comportamento intermedio fra quello corrispondente al triodo e quello corrispondente al tubo a griglia schermo. Si ottiene così il vantaggio di associare i pregi del triodo con quelli del tubo a griglia schermo.

Il funzionamento a carico distribuito può facilmente essere ottenuto nell'amplificatore in controfase, collegando gli schermi in un punto intermedio del trasformatore d'uscita fra il centro e le estremità (fig. 5). Collegando gli schermi rispettivamente

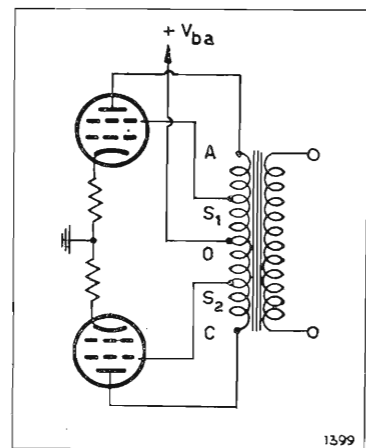



Fig. 5. — Circuito d'inserzione di un tubo a fascio elettronico con « carico distribuito » usato nello stadio finale di amplificazione in controfase.

ai punti A e C, vale a dire direttamente alle placche si ottiene il funzionamento a triodo, collegando invece gli schermi nel punto O si ha il funzionamento a tubo a griglia schermo; infine collegando il primo schermo fra O ed A ed il secondo fra O e C, si ha il funzionamento intermedio. Questo funzionamento intermedio può essere definito dal rapporto k, fra la tensione alternativa di schermo e quella di placca.

Si osservino ora le curve caratteristiche del funzionamento intermedio tetrodo-triodo riportate nel grafico di figura 6, nel quale le ascisse sono proporzionali ai rapporti k fra la tensione alternativa di schermo e quella di placca. Come s'è detto per $k = 0$, si ha il funzionamento a tetrodo, per $k = 1$ si ha quello a triodo, se poi si ha: $k = 0,2$ si ottiene il funzionamento così detto « ultra-lineare ». Infatti per questo valore di k la massima potenza d'uscita, a pari distorsione ammessa, ha ancora l'elevato valore corrispondente al tetrodo, mentre l'impedenza interna è dell'ordine di grandezza di quella del triodo, e quindi si mantengono i ben noti vantaggi nello smorzamento della bobina mobile dell'altoparlante; vale a dire le basse distorsioni del tetrodo sono accompagnate dalla ottima risposta ai transitori del triodo (bibl. 12, 15).

Ci si può rendere ragione qualitativamente della diminuzione delle distorsioni che si ottiene con il sistema ora esposto, considerando l'andamento delle caratteristiche anodiche del triodo e del tubo a griglia schermo. Nel triodo le caratteristiche anodiche seguono, almeno in un buon tratto intermedio, la legge della parabola semicubica, mentre quelle del tubo a griglia schermo, a causa della presenza della griglia schermo, tendono più rapidamente alla saturazione ed hanno una curvatura rivolta in senso opposto a quella della parabola semicubica. È logico quindi pensare ad una caratteristica anodica quasi lineare corrispondente ad un funzionamento intermedio tra il tubo a griglia schermo ed il triodo.

Fig. 6. — Caratteristiche di funzionamento di un tubo a fascio elettronico con « carico distribuito » in funzione del coefficiente k di distribuzione del carico: 1) Potenza massima d'uscita a pari distorsione ammessa; 2) distorsione a potenza d'uscita minima; 3) distorsione a potenza d'uscita massima; 4) resistenza interna del tubo elettronico.

Al fine di studiare valvola per valvola il funzionamento intermedio si può utilizzare il circuito di misura riportato in figura 7. Spostando il cursore del reostato R si passa dal funzionamento a triodo a quello a griglia schermo. La tensione di griglia può essere variata spostando il reostato Rg.

Nel grafico di figura 8, tracciato in base ai valori di tabella 1, sono riportate le caratteristiche anodiche per vari valori di K, rilevate per una 6L6-G, con una tensione B_1 (fig. 7) di 250 V e con una tensione di griglia di — 15 V. Il valore ottimo di k si aggira intorno a 0,2. Questo è, come accennato, prossimo al valore limite per il quale la resistenza interna della valvola assume valori ancora bassi, cioè dell'ordine di grandezza di quelli del triodo. Si ricorda, a questo proposito, che è importante avere un basso valore della resistenza interna della valvola al fine di avere un elevato smorzamento delle oscillazioni proprie della bobina mobile dell'altoparlante.

Per determinare la distorsione di terza armonica di un tubo secondo la formula data dal Terman (1), indicando con V_{0g} la tensione base di griglia e con V_g la massima ampiezza del segnale applicato pari generalmente a $-V_{0g}$, si sono ricavate le caratteristiche anodiche per i seguenti valori della tensione di griglia V_g:

$$V_{0g} + V_g\,;\; V_{0g} + \sqrt{2}V_g\,;\; V_{0g}\,;\; V_{0g} - \sqrt{2}V_g\,;\; V_{0g} - V_g\,.$$

Poichè si è scelto $V_{0g} = -18\text{V}$, $V_g = 18V$ i

Fig. 7. — Schema del circuito per il rilevamento delle caratteristiche anodiche a carico distribuito di tetrodi o di pentodi.

Fig. 8. — Caratteristiche anodiche di un tubo a fascio per il funzionamento con carico distribuito per vari valori di k.

Tabella 1. — Risultati delle prove eseguite con una 6L6-G, per i vari valori del carico distribuito e tensione di griglia $V_g = -15$ V.

v_a (V)	i_a (mA) $k = 0,50$	i_a (mA) $k = 0,45$	i_a (mA) $k = 0,40$	i_a (mA) $k = 0,35$	i_a (mA) $k = 0,30$	i_a (mA) $k = 0,25$	i_a (mA) $k = 0,18$
280	84	80	78	76	74,5	73	71
300	91	87	85	83	81	78	76
320	99	95	93	90	86,5	83	81
340	108	103	101	97	93,0	88	83
360	117	112	110	106	100	93	86
380	130	125	119	115	107	98	88

(1) Terman F.: *Radio Engineering* (III ed.) « Mc Graw Hill », p. 273.

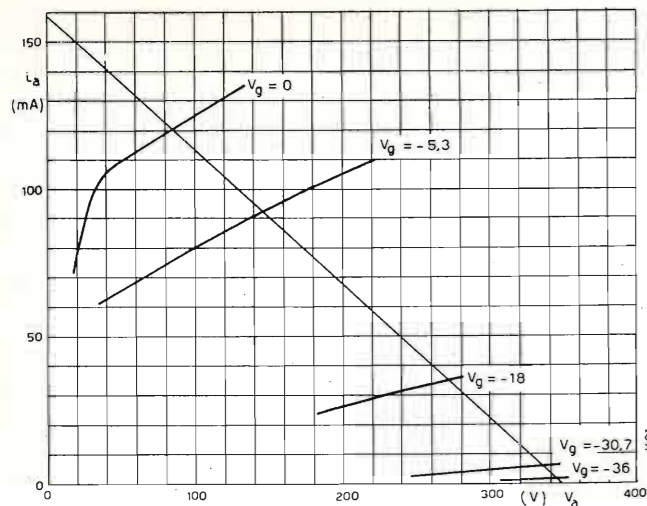



Fig. 9. — Caratteristiche anodiche di un tubo 6L6 - G con carico distribuito per $k = 0,2$.

suddetti valori di V_g risultano rispettivamente pari a:

$V_{0g} + V_g = -18 + 18 = 0$; $V_{0g} + \sqrt{2} V_g = -18 + 12,7 = -5,3V$

$$V_{0g} = -18V$$

$V_{0g} - \sqrt{2} V_g = -18 - 12,7 = 30,7$ V ; $V_{0g} - V_g = -18 - 18 = -36V$.

Il grafico di figura 9, tracciato in base ai valori di tabella 2 riporta tali caratteristiche per il tubo usato, con carico distribuito corrispondente a $k = 0,2$; invece il grafico di figura 10, tracciato in base ai valori di tabella 3 riporta le caratteristiche anodiche dello stesso tubo, usato in condizioni normali ($k = 0$).

Dal primo, secondo la formula data dal Terman [1] si ottiene $d_3 = 1,9\%$, dal secondo $d_3 = 4,5\%$. Perciò, mediante la distribuzione del carico fra placca e griglia schermo, la distorsione dovuta alla terza armonica si è ridotta del 58%. Questa distorsione costituisce nell'amplificazione in controfase, la quasi totalità della distorsione complessiva presente nel segnale d'uscita.

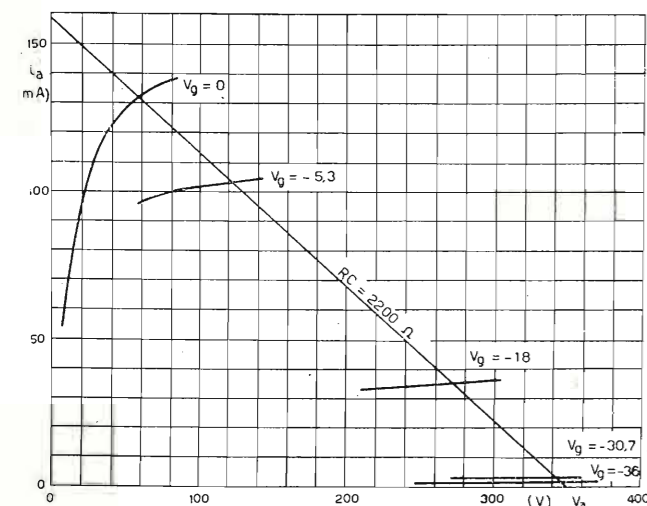



Fig. 10. — Caratteristiche anodiche del tubo 6L6 - G in condizioni di funzionamento normale.

(1) Vedi nota (1).

TABELLA 2. — RISULTATI DELLE PROVE ESEGUITE CON UNA 6L6-G. CON UN CARICO DISTRIBUITO DEL 20%.

$v_g = 0V$		$v_g = -5,3V$		$v_g = -18V$		$v_g = -30,7V$		$v_g = -36V$	
v_a (V)	i_a (mA)	v_a (V)	i_a (mA)	v_a (V)	i_a (mA)	v_a (V)	i_a (mA)	v_a (V)	i_a (mA)
40	106	120	86	190	25,5	260	3,5	254	1,00
60	112	139	90	210	27	280	4,2	274	1,20
80	118	160	96	230	30	300	4,3	295	1,40
100	125	180	101	250	32,5	320	5,5	316	1,55
120	130	200	105	270	34,5	340	6,3	336	1,80
140	136	222	108	280	35,5	—	—	—	—

TABELLA 3. — RISULTATI DELLE PROVE ESEGUITE CON UNA 6L6-G, CON TENSIONE GRIGLIA SCHERMO COSTANTE $V_s = 250V$.

$v_g = 0V$		$v_g = -5,3V$		$v_g = -18V$		$v_g = -30,7V$		$v_g = -36V$	
v_a (V)	i_a (mA)	v_a (V)	i_a (mA)	v_a (V)	i_a (mA)	v_a (V)	i_a (mA)	v_a (V)	i_a (mA)
9	57	—	—	190	31	280	2,1	250	0,82
20	90	—	—	210	32,5	300	2,2	270	0,90
30	125	—	—	230	33	320	2,25	310	1,05
45	127	77	100	250	33,5	340	2,3	330	1,11
65	132	98	101	270	34,5	—	—	—	—
70	135	124	103	290	25	—	—	—	—

4. Fattore di smorzamento.

Il fattore di smorzamento si definisce come il rapporto fra la resistenza di carico e la resistenza interna dell'amplificatore. Molte discordanze vi sono sul valore ottimo da assegnare al fattore di smorzamento e sull'opportunità di poterlo variare in modo da adattarlo al tipo di altoparlante collegato con l'uscita dell'amplificatore (bibl. 3, 5).

Un sistema semplice per variare il fattore di smorzamento consiste nel variare la resistenza interna dell'amplificatore mediante una reazione positiva o negativa di corrente, che può ad esempio essere realizzata mediante un ponte di resistenze, posto in serie con il carico. È necessario poi inserire nel circuito di controreazione di corrente un filtro a resistenza-capacità (ad esempio $R = 220$ ohm e $C = 4$ microfarad), al fine di eliminare dalla tensione di reazione le alte frequenze.

5. Caratteristiche e schema di un amplificatore da 20 W.

In figura 11 è riportato lo schema del circuito di un amplificatore audio, realizzato a scopo di studio presso il laboratorio di elettronica dell'Istituto di Comunicazioni Elettriche del Politecnico di Milano.

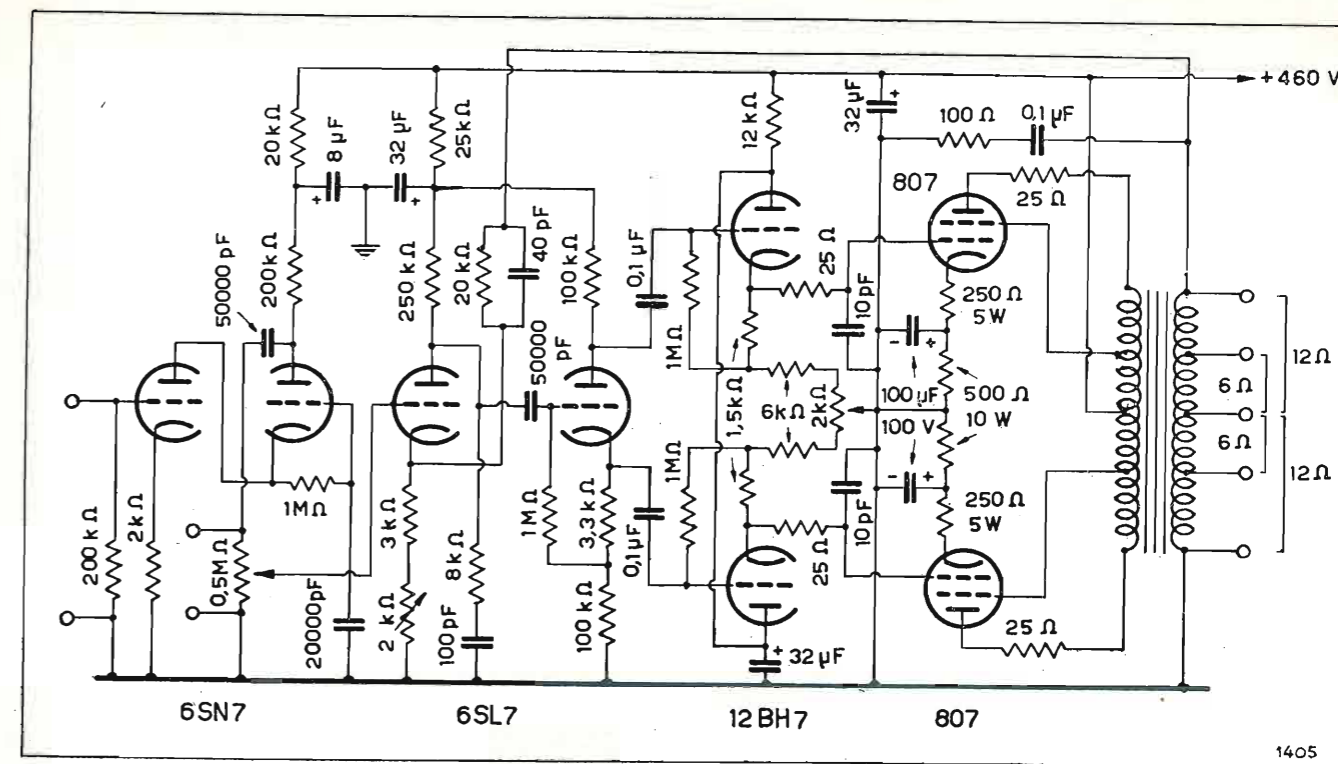
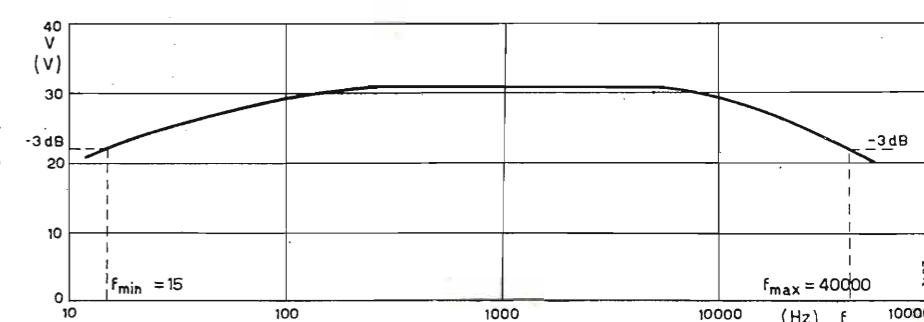



Fig. 11. — Schema del circuito dell'amplificatore 20 W alimentazione esclusa.

Esso presenta le seguenti caratteristiche tecniche generali:

Potenza d'uscita nominale . . . . 20 W
Tensione massima d'ingresso al preamplificatore . . . . 150 mV
Tensione massima d'ingresso all'amplificatore . . . . 7 V
Guadagno preamplificatore 46
Tensione rumore . . . . — 50 dB
Risposta alle frequenze, lineare (± 1 dB) . . . . 25 ÷ 22.000 Hz
Controreazione di tensione . . . . 17 dB
Distorsione massima a 1.000 Hz . . 0,85 %
Distorsione di intermodulazione (tra 60 e 1.000 Hz con rapporto 4/1) . 3%
Impedenze d'ingresso:
preamplificatore . . . . 200 kohm
amplificatore . . . . 500 kohm
Impedenza d'uscita:
due da 6 ohm 10 W ciascuna
due da 12 ohm 10 W ciascuna
una da 24 ohm 20 W
una da 48 ohm 20 W
Resistenza di carico corrispondente fra anodo ed anodo . . . . . . 6.600 ohm
Potenziometri di regolazione:
1) volume amplificatore;
2) controreazione;
3) equilibratura stadio finale.
Valvole: 807, 807, 12BH7, 6SL7, 6SN7.
Alimentazione: 460 V, 230 mA, 6,3 V, 3 A.

Fig. 12. — Variazione delle distorsioni in funzione della resistenza di carico in uno stadio di amplificazione in controfase in assenza di controreazione.

Fig. 13. — Curva di risposta dell'amplificatore.

La resistenza nominale di carico, pari a 6.600 ohm fra anodo ed anodo delle 807, è stata deter-

minata in base al grafico sperimentale di figura 12. Questo grafico fornisce, in assenza di controreazione, il coefficiente di distorsione dovuto alla terza armonica con 20 W d'uscita e con segnale d'ingresso costante, al variare della resistenza di carico. Dal grafico si vede che il minimo del coefficiente di distorsione dovuto alla terza armonica, si ha per una resistenza di carico circa uguale a 6.600 ohm. Si osserva inoltre che le distorsioni in assenza di controreazione sono dell'ordine del 6% e che, quindi, con 17 dB di controreazione, queste si riducono al 0,85% come riportato nelle caratteristiche tecniche generali.

Fig. 14. — Grafico delle distorsioni in funzione della potenza d'uscita.

In figura 13 è riportata la curva di risposta dell'amplificatore, in figura 14 il grafico delle distorsioni in funzione della potenza d'uscita e in figura 15 le tensioni d'ingresso, all'amplificatore e al preamplificatore in funzione della potenza d'uscita.

Il presente lavoro è stato svolto presso l'Istituto di Comunicazioni Elettriche del Politecnico di Milano ed il tema era stato assegnato dal compianto prof. Vecchiacchi. Si ringrazia sentitamente il dott. F. Cervellati per i consigli e gli aiuti forniti nello svolgimento del lavoro.

(257)

Montaggio sperimentale per il rilievo delle caratteristiche dell'amplificatore da 20 W. Da sinistra a destra si vedono l'oscilloscopio, il generatore di segnali sinusoidali ad audiofrequenza, l'amplificatore in esame e l'analizzatore d'onda.

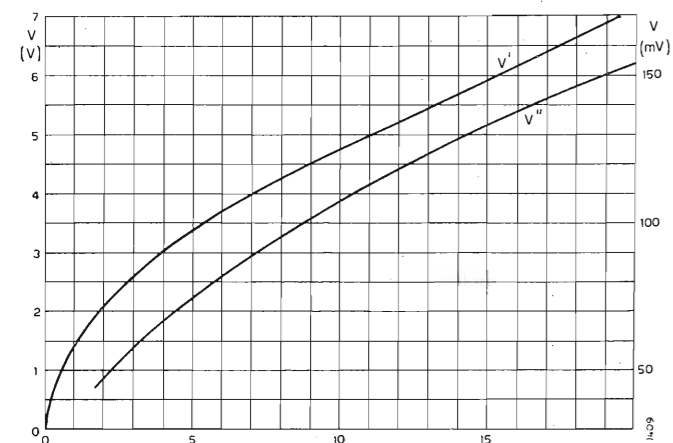



Fig. 15. — Tensioni d'ingresso all'amplificatore e al preamplificatore in funzione della potenza d'uscita portata in ascissa in watt.

BIBLIOGRAFIA

1 - KIVER M. S.: *How to improve your Hi-Fi amplifier.* « Radio & TV News », sett. 1955.

2 - CROWHURST N. H.: *Hi-Fi amplifier instability.* « Radio & TV News », sett. 1955.

3 - CROWHURST N. H.: *Applying variable damping.* « Radio & TV News », agosto 1955.

4 - JOHNSON M. P.: *Hi-Fi control amplifier with expression.* « Radio & TV News », February 1955.

5 - D. HAFLER,: *Control of amplifier damping factor.* « Radio & TV News », July 1955.

6 - COHEN A. B.: *Constant voltage sound systems.* « Radio & TV News », July 1955.

7 - FERGUSON W. A.: *Design for a 20 W high-quality amplifier.* « Wireless World », June 1955.

8 - FERGUSON W. A.: *Design for a 20 W high-quality amplifier.* « Wireless World, » May 1955.

9 - JACKSON C.: *The C-250 « Solitaire ».* « Radio & TV News », March 1955.

10 - MC PROUD C. G.: *Amplifiers and preamplifiers.* « Audio Engineering », 1955.

11 - HAFLER D.: *A 60 W « Ultra linear » amplifier.* « Radio & TV News », February 1955.

12 - MC PROUD C. G.: *Amplifiers and superlatives.* « Audio Engineering », January 1955.

13 - HAFLER D.: *Improving the Williamson amplifier.* « Radio & TV News », February 1953.

14 - KREBERT M. V.: *The Williamson type amplifier brought up to date.* « Audio Engineering », August 1952.

15 - HAFLER D. and KEROES H. I.: *An ultra-linear amplifier.* « Audio Engineering », November 1951.

16 - BOMBERGER D. C.: *Loudness control for reproducing systems.* « Audio Engineering », May 1948.

17 - WILLIAMSON D. T. N.: *A high quality amplifier design.* « Wireless World », September 1947.

METODO INDIRETTO DI DETERMINAZIONE SPERIMENTALE DELLA CARATTERISTICA FASE-FREQUENZA DI UN QUADRIPOLO

DOTT. ING. VITTORIO BANFI
della RAI

SOMMARIO - Viene proposto un semplice metodo di calcolo numerico che consente, sotto condizioni assai late, di determinare la caratteristica di fase in un quadripolo qualunque, partendo da immediati rilievi sperimentali.

Introduzione.

Come è ben noto, per determinare completamente una rete costituita unicamente da bipoli normali, terminante con due coppie di morsetti, in regime permanente sinoidale, sono necessarie due caratteristiche:

a) caratteristica del guadagno (o attenuazione) in funzione della frequenza;

b) caratteristica dello sfasamento in funzione della frequenza.

Con le notazioni in figura 1 avremo:

$$v_1 = V_2 \text{ sen } (\omega t + \phi_1) = \text{tensione in ingresso}$$

$$v_2 = V_2 \text{ sen } (\omega t + \phi_2) = \text{tensione in uscita}$$

La caratteristica *a*) è a funzione:

$$A(\omega) = \frac{V_2}{V_1}$$

La caratteristica *b*) è la funzione:

$$\phi(\omega) = \phi_2 - \phi_1$$

Nella tecnica delle trasmissioni a larga banda, come ad esempio in televisione, il rilievo sperimentale diretto della caratteristica *a*) non presenta alcuna difficoltà in un campo di frequenze da 0 a 10 MHz. Il rilievo della caratteristica *b*) richiede invece l'impiego di diversi strumenti complessi e di uso non semplice.

Un sistema molto spedito per investigare il comportamento dei circuiti nel suddetto campo di frequenze potrebbe essere quello di osservare con un oscilloscopio la forma d'onda in uscita con particolari segnali in ingresso, quali onde rettangolari o impulsi a seno quadrato. Si determina in tal modo frequentemente, in base all'esperienza, il comportamento qualitativo delle reti in esame.

Questo procedimento non risulta però soddisfacente quando la rete esaminata costituisce un tronco di una più lunga catena di trasmissione perchè in questo caso gli errori dei singoli tronchi si sommano e quindi la misura sulla rete parziale richiede una precisione maggiore.

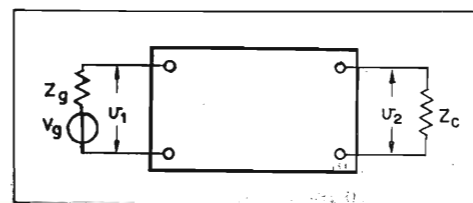



Fig. 1. — Amplificatore generico e relativi circuiti di entrata e di uscita.

Il metodo che si intende esporre è applicabile quindi in questi ultimi casi e consiste nel determinare la caratteristica *b*) indirettamente, con l'ausilio del calcolo, partendo da misure effettuate con strumenti particolarmente semplici e di uso agevole.

Più precisamente il metodo è basato sul rilievo di due dati sperimentali:

1) Caratteristica $A(\omega)$;

2) Risposta del quadripolo alla funzione $1(t)$ o gradino di Heaviside.

Il primo rilievo, come già si era detto sopra, risulta assai semplice. Per il secondo è sufficiente introdurre in ingresso del quadripolo in esame un opportuno segnale in uscita mediante un oscilloscopio.

Il segnale ad onda quadra è l'equivalente sperimentale del segnale $1(t)$ suddetto ed occorre scegliere opportunamente la cadenza di ripetizione e il tempo di salita del fronte anteriore.

Pertanto la dotazione strumentale è la stessa di quella sufficiente per l'indagine puramente qualitativa del comportamento del quadripolo. Dalla analisi della deformazione del segnale $1(t)$ e dalla conoscenza della caratteristica $A(\omega)$ è possibile, mediante calcoli numerici, tracciare con buona approssimazione la caratteristica fase-frequenza, ovvero ritardo-frequenza, del quadripolo e quindi caratterizzare completamente e in modo quantitativo la rete stessa.

Principio del metodo.

La risposta di un quadripolo alla funzione gradino $1(t)$ dipende da entrambe le caratteristiche in regime permanente sinoidale. La caratteristica $A(\omega)$ è nota in quanto dedotta da misure, la $\phi(\omega)$ è incognita. Ma poichè è nota la risposta al gradino $1(t)$, se è possibile mettere in correlazione questi due dati sperimentali in guisa da ottenere, per usare un linguaggio algebrico, un sistema, sarà possibile, mediante la risoluzione di quest'ultimo, ricavare la caratteristica di fase incognita.

Dando veste matematica a quanto detto sopra, si potrà scrivere il sistema:

$$\begin{cases} A(\omega) = G(\omega) \\ \text{F}\,[A(\omega),\, \phi(\omega)] = \mathcal{A}(t) \end{cases}$$

ove:

$G(\omega)$ = funzione nota di ω, equivalente al rilievo sperimentale della prima caratteristica del quadripolo;

$\mathcal{A}(t)$ = funzione del tempo nota, che esprime la risposta della rete al gradino.

La seconda equazione del sistema viene ottenuta dalla teoria generale delle reti, condotta con l'ausilio delle analisi mediante l'integrale di Fourier, si scrive:

$$[1] \qquad \frac{Q(\omega)}{\omega} = \int_0^\infty [\mathcal{A}(t) - \mathcal{A}(\infty)] \cos \omega t \, dt$$

essendo

$Q(\omega) = A(\omega) \operatorname{sen} \phi(\omega)$;

$\mathcal{A}(t)$ = risposta al gradino nell'istante generico;

$\mathcal{A}(\infty)$ = risposta al gradino dopo un tempo infinito dall'inizio del transitorio.

Questa equazione consente concettualmente di ottenere una soluzione immediata del sistema posto. Infatti, ammettendo di avere effettuato l'integrazione al suo secondo membro, si ottiene una funzione nota di ω; allora si potrà scrivere:

$$Q(\omega) = A(\omega) \operatorname{sen}\phi(\omega) = \omega \cdot g(\omega)$$

e finalmente:

$$[2] \qquad \phi(\omega) = \operatorname{arc\,sen} \omega \cdot \frac{g(\omega)}{G(\omega)}$$

dove si è posto:

$$g(\omega) = \int_0^\infty [\mathcal{A}(t) - \mathcal{A}(\infty)] \cos \omega t \, dt \, .$$

L'equazione [2] fornisce il sistema risolto nell'incognita $\phi(\omega)$.

Ora le funzioni $\mathcal{A}(t)$ e $G(\omega)$, come si è sopra ricordato, non sono note analiticamente ma graficamente (o numericamente) in quanto rilevate mediante misure. Conseguentemente è utile stabilire un procedimento che consenta, seguendo la linea concettuale rigorosa testè descritta, di determinare con buona approssimazione la caratteristica di fase incognita. Trattandosi di un metodo approssimato sarà bene porre anzitutto alcune semplificazioni:

a) Come prima semplificazione, si ammetta che la funzione $\mathcal{A}(t)$ raggiunga un valore costante, corrispondente ad $\mathcal{A}(\infty)$, dopo un intervallo di tempo finito, anzichè infinito, che chiameremo intervallo di transitorio T.

b) Come seconda semplificazione supponiamo di sostituire alla $f(t) = \mathcal{A}(t) - \mathcal{A}(\infty)$ ricavata sperimentalmente, una spezzata poligonale che si approssima il più possibile ad essa.

Come si vede in figura 2, la spezzata poligonale è realizzata dividendo l'intervallo T in un numero convenientemente elevato di parti uguali; dagli estremi di esse innalzando delle perpendicolari che incontrano la $f(t)$ nei punti P_0, P_1, P_2, P_3.....P_n ed infine congiungendo i punti suddetti con segmenti di rette.

In virtù delle due semplificazioni accettate la [1] assume la forma:

$$\frac{Q_a(\omega)}{\omega} = \int_0^T f(t) \cos \omega t \, dt = \int_0^{t_1} f_1(t) \cos \omega t \, dt + \cdots\cdots$$

$$\cdots\cdots + \int_{t_1}^{t_2} f_2(t) \cos \omega t \, dt + \int_{t_{n-1}}^{t_n} fn\,(t) \cos dt$$

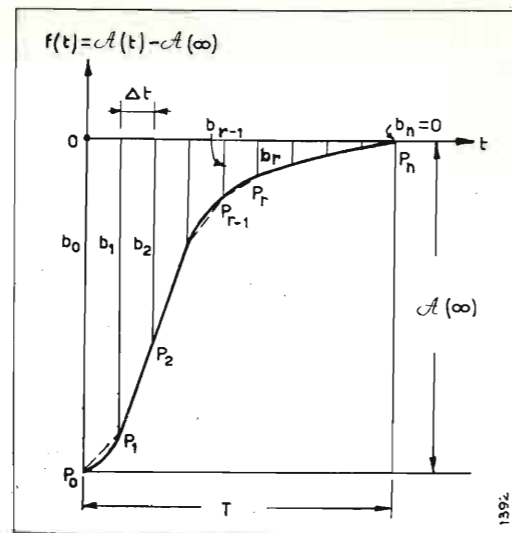



Fig. 2. — La caratteristica di risposta dell'amplificatore in esame al gradino unitario (segnata con la linea continua) può essere sostituita con la spezzata $P_0, P_1, P_2 \ldots P_{r-1}, P_r, \ldots P_n$, (tratteggiata) tutta contenuta nel tempo finito T, con sufficiente approssimazione, finchè il numero d'intervalli elementari di durata Δt in cui è diviso T sia sufficientemente grande.

dove:

$Q_a(\omega)$ = espressione approssimata di $Q(\omega)$;

$t_0 = 0$; $\quad t_n = T$;

$t_1 = t_2 - t_1 = t_i - t_{i-1} = \Delta t \quad (i = 1, 2, 3, \ldots n)$.

Ora si consideri il generico intervallo « r » sino a partire dal primo. Il contributo di questo intervallo risulta:

$$\frac{Q_{ar}(\omega)}{\omega} = \int_{t_{r-1}}^{t_r} f_r(t) \cos \omega t \, dt \, ;$$

effettuando il cambiamento di variabile $t' = t - (r-1)\,\Delta t$ il contributo diventa:

$$\frac{Q_{ar}(\omega)}{\omega} = \int_0^{\Delta t} f_r(t') \cos \omega\, [t' + (r-1)\,\Delta t]\, dt' \, ;$$

$f_r(t')$ è l'equazione di una retta della quale occorre determinare i parametri mediante un'analisi della forma della spezzata.

Esaminando una deformazione del gradino come quella in figura 2 si può scrivere:

$$f_r(t') = b_{r-1} - \frac{b_{r-1} - b_r}{\Delta t}\, t' \, ,$$

in cui i coefficienti b sono da intendersi come valori algebrici.

Il contributo dell'intervallo generico r sarà pertanto:

$$\frac{Q_{ar}(\omega)}{\omega} = \int_0^{\Delta t} \left(b_{r-1} - \frac{b_{r-1} - b_r}{\Delta t}\, t' \right) \cos \omega [t' + (r-1)\Delta t]\, dt' .$$

Come si vede esso risulta un integrale immediato di assai semplice calcolo.

Effettuato il suddetto calcolo relativo al generico contributo « r »simo e sommati tutti gli analoghi

contributi degli n intervalli si ottiene la caratteristica $Q_a(\omega)$ nel modo seguente:

$$[3] \qquad Q_a(\omega) = \sum_1^n {}_r\, Q_{ar}(\omega) =$$

$$= \sum_1^n {}_r = \frac{b_{r-1} - b_r}{\omega\, \Delta t} (\cos (r-1)\, \omega\, \Delta t - \cos r\, \omega\, \Delta t) \, .$$

La [3] è pertanto l'espressione generale approssimata per la caratteristica $Q(\omega)$ che consente di risolvere il problema posto.

Osservazioni ed applicazioni.

Per ricavare la formula [3] ci si è valsi dell'espressione [1] e quindi la prima avrà lo stesso campo di validità di quest'ultima. Affinchè la [1] sia verificata:

a) i quadripoli debbono essere lineari e passivi. Quest'ultima proprietà deve intendersi nel senso che, se il quadripolo comprende amplificatori, questi debbono fornire unicamente variazioni dell'ampiezza del segnale, senza introdurre distorsione o generare in alcun modo oscillazioni;

b) non debbono essere variabili col tempo i parametri che caratterizzano i quadripoli stessi. Pertanto $A(\omega)$ e $\phi(\omega)$ debbono essere funzioni unicamente della frequenza.

Dato che le limitazioni poste sono costantemente rispettate, nella grande maggioranza dei casi pratici che si incontrano nelle normali catene di trasmissione, il risultato ottenuto ha portata assai generale; particolarmente si osserva che non ha alcuna importanza porre la distinzione fra rete a minimo sfasamento e rete a non minimo sfasamento: per entrambe infatti vale quanto si è esposto. Nella generalità dei casi l'approssimazione dell'espressione [3] è tanto più grande quanto maggiore è il numero degli intervalli in cui si è suddivisa la durata T del transitorio. Vi è però un caso in cui l'espressione [3] risulta rigorosa e pertanto vale la pena illustrarlo.

Consideriamo un quadripolo ideale le cui caratteristiche in regime permanente sinoidale siano tali da fornire una risposta al gradino unitario particolarmente semplice. Più precisamente vi sia assenza completa di « overshoot » e bordo di salita perfettamente rettilineo. Pertanto il segnale in uscita $v_2(t)$, quando in ingresso sia applicato il gradino $1(t)$, risulta come in figura 3.

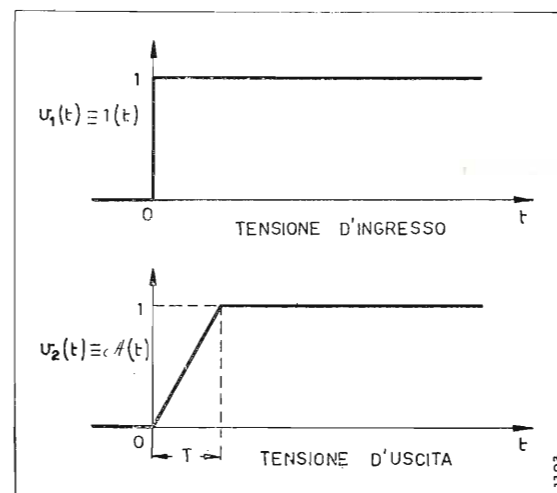



Fig. 3. — Andamento del gradino unitario di tensione (sopra) e andamento assunto in un caso particolare della tensione corrispondente all'uscita dell'amplificatore (sotto).

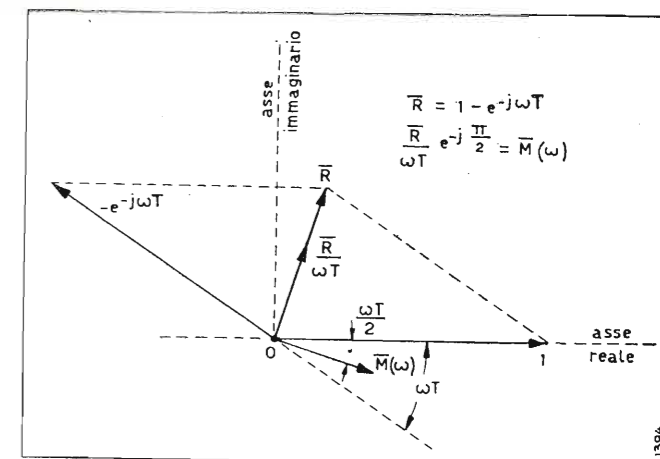



Fig. 4. — Rappresentazione vettoriale del numero complesso $\boldsymbol{M}(\omega)$ che eguaglia il rapporto $\boldsymbol{V}_2(\omega)/\boldsymbol{V}_1(\omega)$ che si ottiene per il gradino unitario di tensione.

Per ottenere le caratteristiche di tale quadripolo ideale in regime permanente sinoidale si può applicare il calcolo mediante la trasformata di Fourier. Indicando $M(\omega) = A(\omega)e^{j\varnothing(\omega)}$ l'amplificazione complessa del quadripolo, vale a dire il numero complesso per il quale occorre moltiplicare la tensione di ingresso volendo ottenere la tensione in uscita (entrambe sinoidali di pulsazione ω), avremo semplicemente:

$$\boldsymbol{V}_2(\omega) = \boldsymbol{V}_1(\omega) \cdot \boldsymbol{M}(\omega)$$

con

$\boldsymbol{V}_1(\omega)$ = trasformata di Fourier della tensione d'ingresso $1(t) = \dfrac{1}{2\pi} \displaystyle\int_0^\infty e^{-j\omega t} \cdot 1 \, dt = \dfrac{1}{2\pi\, j\omega}$

$\boldsymbol{V}_2(\omega)$ = trasformata di Fourier della tensione d'uscita $\mathcal{A}(t) = \dfrac{1}{2\pi} \displaystyle\int_0^\infty e^{-j\omega t} \cdot \mathcal{A}(t)\, dt = \dfrac{1}{2\pi (j\omega)^2} \dfrac{1 - e^{-j\omega T}}{T}$

Allora si otterrà: $\boldsymbol{M}(\omega) = \dfrac{\boldsymbol{V}_2(\omega)}{\boldsymbol{V}_1(\omega)} = \dfrac{1 - e^{-j\omega T}}{j\omega T}$

Utilizzando la rappresentazione geometrica dei numeri complessi effettuata mediante i vettori, si osserva che il numero complesso (vettore) $\boldsymbol{M}(\omega)$ è ottenuto sommando il vettore 1 con il vettore $-e^{-j\omega T}$ (di modulo unitario come il precedente), dividendo il modulo del risultante per ωT infine ruotando quest'ultimo, nel senso dei ritardi, di $\pi/2$ radianti.

Pertanto risulterà

$$\boldsymbol{R} = 1 - e^{-j\omega T} = 2 \operatorname{sen} \omega T/2 \cdot e^{j(\pi/2 - \omega T/2)}$$

$$\boldsymbol{M}(\omega) = \boldsymbol{R}/\omega T \cdot e^{-j\pi/2} = 2/\omega T \operatorname{sen} \omega T/2 \cdot e^{-j\omega T/2}$$

Per cui $\quad A(\omega) = \dfrac{\operatorname{sen} \omega T/2}{\omega T/2} \quad$ e $\phi(\omega) = -\,\omega T/2$

Ora volendo applicare il metodo esposto si constata anzitutto che la [3] diventa una formula esatta in quanto la spezzata, in questo caso particolarmente semplice, coincide con la deformazione reale del gradino. Allora ammettendo nota la $A(\omega)$ si scriverà:

$$\frac{\operatorname{sen} \omega T/2}{\omega T/2} \operatorname{sen} \phi(\omega) = Q(\omega)$$

dove la $Q(\omega)$ è calcolata mediante la [3]. Essendo la spezzata costituita dal solo primo lato si avrà $b_0 = -1$ e gli altri $b_r = 0$ ($r = 1, 2, \ldots\ldots n$) e infine:

$$Q(\omega) = \frac{\cos \omega T - 1}{\omega T};$$

da cui:

$$\frac{\operatorname{sen}(\omega T/2)}{\omega T/2} \operatorname{sen} \phi(\omega) = \frac{\cos \omega T - 1}{\omega T};$$

$$\operatorname{sen} \omega T/2 \operatorname{sen} \phi(\omega) = \frac{\cos \omega T - 1}{2} = -\operatorname{sen}^2 \omega T/2;$$

$$\operatorname{sen} \phi(\omega) = -\operatorname{sen} \omega T/2;$$

$$\phi(\omega) = -\omega T/2.$$

Si ritrova il risultato ottenuto in precedenza con l'analisi rigorosa mediante la trasformata di Fourier.

Considerazioni per il pratico impiego del metodo.

Come si è accennato all'inizio del presente articolo, nelle misure viene adoperato un equivalente sperimentale del segnale $1(t)$, quale un generatore di onda quadra. Ciò poichè il segnale $1(t)$ è una pura astrazione della mente in quanto fisicamente è soltanto possibile realizzare un segnale ad onda quadra avente un tempo di salita molto piccolo. Vengono costruiti generatori capaci di erogare segnali con tempi di salita pari a 0,02 μ sec largamente soddisfacenti nella tecnica video.

Vi è un'altra avvertenza da tenere presente per fissare la cadenza di ripetizione del generatore ad onda quadra affinchè esso assolva in modo corretto il suo ufficio di equivalente sperimentale del segnale $1(t)$ di Heaviside. Si supponga per un istante di poter realizzare fisicamente la tensione $1(t)$ e di applicarla all'ingresso della rete. La sua deformazione in uscita risulta praticamente localizzata in un intervallo di tempo T che è stato chiamato intervallo di transitorio. In altre parole mentre per il segnale in entrata la durata dell'intervallo di transitorio (brusco passaggio da 0 ad 1) è infinitesimale, per il segnale uscente si può, con buona approssimazione, ammettere che questo tempo (teoricamente infinito) abbia durata finita T. È assai importante fissare il valore di questo intervallo T al fine di stabilire la cadenza di ripetizione più conveniente da adottare per il generatore reale. Come si può facilmente intuire il semiperiodo dell'onda quadra [1] $T/2$ (o meglio della sua prima armonica) dovrà essere maggiore o al più uguale all'intervallo T, cioè:

$$T \leq \tau/2.$$

Tutte le reti terminanti con due coppie di morsetti che rappresentano il circuito equivalente agli effetti esterni di una qualunque apparecchiatura o complesso di apparecchiature in cascata trasmittenti segnali video, si comportano generalmente come filtro passa basso interessanti frequenze da 0 a 10 MHz al massimo.

Questo campo considerevolmente esteso di frequenze può essere scomposto in tre regioni distinte:

a) regione delle frequenze basse $0 \leq f < 0{,}5$ MHz;

b) regione delle frequenze intermedie $0{,}5 \leq f < 2$ MHz;

c) regione delle frequenze alte $2 \leq f < 10$ MHz.

[1] Vengono considerate per semplicità onde quadre simmetriche.

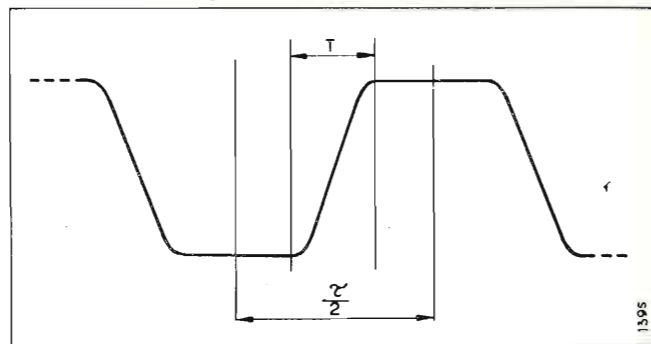



Fig. 5. — L'onda quadra simmetrica da usarsi nei rilievi sperimentali deve avere un periodo di ripetizione τ maggiore del doppio del tempo T entro il quale la risposta dell'amplificatore al gradino unitario di tensione è sensibilmente variabile.

Se occorre analizzare con maggiore interesse il quadripolo nella regione c) si osserverà che il tempo T ha valori massimi intorno a 1 o 2 microsecondi. Quindi è conveniente adottare una cadenza di ripetizione del generatore di 500 kHz o 250 kHz. Infatti questo segnale si presterà, per il suo forte contenuto di armoniche elevate, a descrivere accuratamente il comportamento del quadripolo nella regione delle alte frequenze e meno bene per le frequenze più basse; in particolare nulla può essere detto nella regione a) in quanto ovviamente nessuna componente del segnale in ingresso è di frequenza contenuta nella regione suddetta.

Analogo ragionamento può estendersi per le altre regioni per le quali occorreranno generatori con cadenza di ripetizione di valore inferiore alle precedenti. Si può pertanto comporre la seguente tabella di orientamento.

TABELLA 1

Regione del campo di frequenze $0 \div$ MHz	Generatore onda quadra simmetrica (τ_s = tempo di salita)	Intervalli Δt $n = 20$
Alte frequenze a) $10 \div 5$ MHz	cadenza 500 kHz $\tau_s \leq 0{,}05\ \mu$ sec.	$T = 1\ \mu$ sec. $\Delta t = 0{,}05\ \mu$ sec.
b) $5 \div 2$ MHz	cadenza 250 kHz $\tau_s \leq 0{,}1\ \mu$ sec.	$T = 2\ \mu$ sec. $\Delta t = 0{,}1\ \mu$ sec.
Intermedie frequenze $0{,}5 \div 2$ MHz	cadenza 100 kHz $\tau_s \geq 0{,}25\ \mu$ sec.	$T = 5\ \mu$ sec. $\Delta t = 0{,}25\ \mu$ sec.
Basse frequenze $0 \div 0{,}5$ MHz	cadenza 50 Hz $\tau_s \geq 1\ \mu$ sec.	$T = 10$ m sec. $\Delta t = 0{,}5$ m sec.

Si osserva che nell'ultima colonna sono indicati i valori dell'intervallo T e, avendo fissato il numero n degli intervalli pari a 20, anche quelli di Δt. A proposito di questi ultimi si può far coincidere con essi i valori degli intervalli di tempo compresi fra due « marker » successivi forniti dall'oscilloscopio, in modo che i punti dei « marker » sulla traccia rappresentante la deformazione del gradino coincidono con le estremità della spezzata introdotta nel metodo descritto.

Per avere un'idea sull'ordine di grandezza dell'errore introdotto sostituendo alla curva $\mathcal{A}(t)$ la spezzata, si può ragionare nel modo seguente. L'espressione approssimata di $Q(\omega)$ vale come si è visto:

$$Q_a(\omega) = \omega \cdot \int_0^\infty S(t) \cos \omega t \, dt = \omega \cdot \int_0^T S(t) \cos \omega t \, dt$$

dove vi è indicata con $S(t)$ la funzione che rappresenta simbolicamente la spezzata. Ora si osserva che $S(t) = f(t) + \varepsilon(t)$ essendo $\varepsilon(t)$ la funzione dell'errore nell'istante generico t, ossia lo scarto che si ha allo stesso istante tra la deformazione vera del gradino e la spezzata; si avrà quindi:

$$Q_a(\omega) = \omega \int_0^\infty f(t) \cos \omega t \, dt + \omega \int_0^\infty \varepsilon(t) \cos \omega t \, dt$$

$$Q_a(\omega) = Q(\omega) + E(\omega)$$

$$E(\omega) = \omega \cdot \int_0^\infty \varepsilon(t) \cos \omega t \, dt$$

ovvero l'errore percentuale proprio del metodo risulta:

$$E = 100 \cdot \frac{Q_a(\omega) - Q(\omega)}{Q(\omega)} = \frac{E(\omega)}{Q(\omega)} \cdot 100 \text{ in percento}$$

Se ci si riferisce ai semplici casi di circuiti passivi RC oppure RL per i quali si possa calcolare agevolmente la caratteristica $Q(\omega)$ e la rispota $\mathcal{A}(t)$ al gradino, si può vedere facilmente che, con una opportuna scelta del numero di intervalli di divisione, il valore di E risulta dell'ordine o inferiore all'1%. Ne risulta quindi che, ponendo mente alle possibili fonti di errore sperimentale nella determinazione della caratteristica di fase (che è lo scopo prefisso) dovute a:

a) generatore d'onda quadra, ovvero di gradino, non ideale;

b) imprecisione di rilievo della caratteristica « ampiezza/frequenza »;

c) imprecisione di riproduzione sull'oscilloscopio della deformazione del gradino;

d) errori di rilievo delle ordinate sulla $\mathcal{A}(t)$ sull'oscilloscopio; la quotaparte di errore dovuta al metodo vero e proprio è suscettibile di essere resa piccola al confronto con quella dovuta all'insieme degli errori sperimentali; perciò il metodo, pur essendo approssimato, risulta tecnicamente equivalente ad un procedimento rigoroso.

La base del metodo numerico in parola è quindi la preparazione delle tabelle. Fissato una volta per tutte il numero di parti in cui si divide la durata T, si può, per ogni segnale ad onda quadra scelto (cioè a seconda del campo di frequenza che si vuole esaminare) comporre una tabella come la seguente:

TABELLA 2

r	$b_{r-1} - b_r$	$\frac{\cos (r-1)\, \omega \Delta t}{\omega \Delta t}$	$(b_{r-1} - b_r) \cdot \frac{\cos (r-1)\, \omega \Delta t}{\omega \Delta t}$	$\frac{\cos r \omega \Delta t}{\omega \Delta t}$	$(b_{r-1} - b_r) \cdot \frac{\cos r \omega \Delta t}{\omega \Delta t}$
1					
2					
3					
. . .					
. . .					
20					

in cui la seconda colonna $b_{r-1} - b_r$ è destinata ai valori desunti da una delle due misure di partenza e le successive sono da calcolarsi. Naturalmente occorre completare tante tabelle quanti sono i valori di ω corrispondenti ai punti con i quali si vuol tracciare la caratteristica di fase. Effettuando la somma (algebrica) dei valori contenuti nella terza e ultima colonna si ottengono due numeri la cui somma fornirà il valore $Q_a(\omega)$.

Utilizzando ora una tabella oppure un abaco che fornisca direttamente $\phi(\omega) = \operatorname{arc\,sen} \frac{Q(\omega)}{A(\omega)}$, si giunge infine al risultato voluto.

Il confronto del metodo numerico proposto per risalire dalla caratteristica dell'ampiezza in funzione della frequenza alla caratteristica della fase, sempre in funzione della frequenza, con i metodi analitici già noti (vedi bibliografia) consente di affermare che esso presenta indubbi vantaggi; anzitutto i calcoli numerici sono assai ridotti rispetto ai metodi suddetti, ed inoltre, ciò che più importante, esso non richiede l'impiego di complessi algoritmi ma al contrario i calcoli si identificano in semplici prodotti e somme numeriche.

(256)

BIBLIOGRAFIA

1 - GUILLEMIN: *Communication Networks*, II.

2 - BODE: *Network analysis and feedback amplifier design.*

3 - UITJENS: *Television receiver design - If. stages.*

4 - CORRINGTON, MURAKAMI, SONNENFELDT: *The complete specification of a network by a single parameter*, « R.C.A. Review », sett. 1954.

5 - BEDFORD, FREDENDALL: *Analysis, synthesis and evaluation of the transient response of television apparatus.* «Proc. I.R.E.», XXX, 10.

6 - SEAL G.: *Square-wave analysis of compensated amplifiers.* «Proc. I.R.E.», XXVII, 1.

LIBRI E PUBBLICAZIONI

Dilda Giuseppe: **Microonde.**

Un volume di XVI + 342 pagine formato cm 17,5 × cm 25, rilegato in tela, con 211 figure e 2 tavole fuori testo - «Libreria Editrice Universitaria, Levrotto e Bella» - Torino, 1956 - Prezzo lire 3300.

Di fronte alle nuove conquiste della radio, possedere una chiara ed esatta visione delle leggi quantitative che governano i suoi molteplici aspetti, presenta una importanza sempre crescente. L'estendersi delle frequenze al campo delle lunghezze d'onda centimetriche e millimetriche, chiamate microonde, interessa non solo le comunicazioni elettriche, ma anche la chimica fisica. È noto infatti che lo studio delle proprietà della materia, con l'ausilio delle microonde, ha permesso notevoli risultati sperimentali, fecondi di deduzioni teoriche, intorno alla struttura della molecola e dello stesso nucleo atomico. Ne deriva la necessità di disporre di trattati tecnico sperimentali che sappiano inquadrare le microonde con sapiente misura nel vastissimo campo dei principi e delle loro applicazioni.

Scrivere oggi un testo sulle microonde presenta difficoltà non trascurabili, specie quando ci si proponga di conseguire un buon collegamento fra l'intuizione scientifica e la trattazione con carattere più propriamente professionale e pratico.

Col testo che vede ora la luce, ci sembra si siano ben superate tali difficoltà, raggiungendo lo scopo con organicità e, sotto alcuni aspetti, con originalità di esposizione tali da far ritenere che il libro risulterà certo utile a quanti vogliano iniziare lo studio dei problemi tecnici propri al campo delle microonde.

Il testo è diviso in due parti: la prima fornisce al lettore un complesso di nozioni sui circuiti a costanti distribuite; la seconda parte tratta dei tubi elettronici per microonde.

La prima parte comprende cinque capitoli. Nel primo capitolo l'Autore, dopo aver messo in evidenza i limiti entro cui trova utile impiego un circuito a costanti concentrate, esamina brevemente i vari tipi di circuiti per microonde. Nel capitolo secondo sono indicati particolari criteri costruttivi per realizzare elementi L - C, a costanti concentrate, cui corrispondono frequenze di lavoro elevatissime. Viene così messo in evidenza, con riferimenti a realizzazioni pratiche di interesse notevole, il limite di frequenza cui si può giungere con elementi a costanti concentrate per analizzare poi, nel capitolo terzo, i circuiti a linea. In questo capitolo l'Autore espone la materia con organicità e riferisce con notevole chiarezza, ricorrendo a schemi di rappresentazione che consentono di rilevare l'aspetto fisico dei fenomeni giungendo ad esaminare importanti e pratici particolari tecnici.

Studiate le distribuzioni di tensione e di corrente su linee di lunghezza infinita, stabilito il concetto di impedenza caratteristica, si passa alla definizione delle onde stazionarie su linee di lunghezza finita. Il lettore trova poi i metodi sperimentali per valutare quantitativamente le dimensioni di una linea ed i suoi parametri caratteristici; vengono segnalati anche particolari costruttivi.

Sono infine esaminati i problemi di chiusura delle linee e di adattamento di impedenze riferendo, con esempi ed esercizi, l'uso delle carte calcolatrici.

Nel quarto capitolo sono trattate le guide d'onda e vengono esposti i delicati concetti su le caratteristiche di propagazione d'onde elettromagnetiche guidate riferendo il punto di vista di L. Brillauin con proprietà; vi si dimostra la possibilità di propagazione e viene definita la velocità di fase e di gruppo, fissando i limiti entro cui la guida d'onda è adattata alla propagazione d'energia elettromagnetica, introducendo il concetto di lunghezza d'onda critica o di taglio.

Vengono poi esaminati i «modi» di propagazione che si fa luogo di considerare nelle guide d'onda con esempi illustrativi ed utili rappresentazioni grafiche che consentono di intuire, e chiarire ulteriormente, l'aspetto fisico dei fenomeni. Sono svolte considerazioni sulla potenza trasferibile e vengono introdotti i concetti di impedenza d'onda e di impedenza caratteristica di una guida d'onda. Anche in questo capitolo si trovano molti riferimenti tecnici con esempi di realizzazioni pratiche.

Il quinto capitolo può essere considerato una estensione del capitolo quarto trattando in esso dei risuonatori a cavità. Viene dato cenno sul procedimento di calcolo delle cavità riferendo anche particolarmente sul coefficiente di qualità e sulla resistenza dinamica di un risuonatore a cavità; sono poi forniti notevoli dati tecnici e di progetto utili ad orientare il lettore per la realizzazione pratica di tali tipi di circuiti.

Nella seconda parte l'Autore esamina i tubi elettronici per microonde. Nel capitolo primo vengono svolte dettagliate considerazioni sul comportamento dei tubi elettronici classici in funzione della frequenza. Viene messo in evidenza come questi tubi divengano progressivamente meno efficienti, in tutte le loro varie applicazioni, a misura che aumenta la frequenza di lavoro: il guadagno di un amplificatore diminuisce coll'aumentare della frequenza e contemporaneamente diminuisce, sia l'impedenza d'entrata, sia la massima impedenza che può porsi nel circuito anodico; viene messo in evidenza come la dissipazione d'energia nella griglia costituisca il fattore limitante l'impiego dei tubi di proporzionamento normale alle alte frequenze. Il lettore è così portato ad approfondire l'esame dei tubi considerando anche le reattanze dei collegamenti, le perdite nei circuiti del tubo elettronico, il tempo di transito degli elettroni, cioè tutta una serie di considerazioni che non trovano posto in un normale trattato di radiotecnica.

La trattazione, condotta con molta omegeneità, costituisce una felice sintesi dei fattori che contribuiscono a limitare l'uso dei tubi classici alle altissime frequenze, ed è base naturale per analizzare l'evoluzione che tali tubi hanno dovuto subire per superare le limitazioni su considerate. Questa evoluzione è sviluppata nel secondo capitolo, ove sono anche esaminati i principi seguiti per rendere i tubi classici atti all'impiego a più elevate frequenze. Vi si trovano numerosi ed istruttivi esempi di realizzazioni considerando, per ogni caso, i limiti di frequenza raggiungibili col tubo esaminato.

Nel terzo capitolo vengono studiati i clistron. Messo in evidenza che nel triodo il maggior tempo di transito si si ha nell'intervallo griglia-catodo in cui gli elettroni sono obbligati a rallentare (ciò che provoca una modulazione di intensità) viene spiegato come avviene nel clistron la modulazione di velocità. Sono qui indicati schemi semplificativi che rendono l'argomento di pronta intuizione.

Si passa poi a considerare la formazione di «pacchetti d'elettroni» ricorrendo ad un semplificato ed agevole algoritmo di calcolo che, assieme a grafici e diagrammi, consente di rendersi conto dell'aspetto fisico dei fenomeni. Il meccanismo dello scambio di energia, tra elettroni e cavità risuonanti, è reso intuitivo molto bene facendo rilevare come, sotto certi aspetti, il funzionamento è simile a quello degli amplificatori operanti in classe C.

Viene poi esaminato il clistron nelle sue varie applicazioni svolgendo, fra fra l'altro, considerazioni sul rendimento. Si passa infine a descrivere la struttura ed a spiegare il funzionamento del clistron reflex. In questa trattazione viene esaminato il comportamento degli elettroni nella sezione del riflettore, definendo l'ammettenza elettronica del fascio di elettroni si rilevano le condizioni d'innesco del clistron reflex ed i vari modi di oscillazione.

Il quarto capitolo, in forma piana e di facile lettura, espone la struttura ed il funzionamento dei magnetron. Vi si evita ogni svolgimento matematico per fare un esame qualitativo che consenta di rilevare l'aspetto fisico dei fenomeni, talvolta riportando grafici e fotografie interessanti dal punto di vista delle applicazioni.

Dopo aver esaminato il moto degli elettroni in campi elettrici e magnetici statici vengono indicati tipi di oscillatori magnetron ed illustrata la struttura del magnetron a cavità con una descrizione generale del suo funzionamento. Si sofferma poi sulle caratteristiche dei magnetron a cavità riferendo, tra gli altri diagrammi, quello di Rieke. Da ultimo si accenna all'impiego dei magnetron nei radar.

Dopo ogni capitolo il lettore trova note bibliografiche riferentesi agli argomenti svolti nel capitolo stesso, sì da costituire una utile fonte di informazione per chi voglia approfondire gli argomenti ivi considerati.

La trattazione di tutto il libro è condotta con omogeneità e rappresenta una utile sintesi di quanto è stato scritto sulla letteratura tecnica; l'esposizione è di forma piana e semplice tanto da lasciarci pensare che il libro prenderà posto fra le opere apprezzate, perchè molti laureati e tecnici ne attingeranno nozioni con profitto.

La veste tipografica è signorile e la stampa chiara e corretta.

El. Bri.

(262)

SIMONINI F. - BELLINI C.: **Le antenne.** Un volume di XII + 364 pagine formato cm 15,5 × cm 21 con 198 figure e numerose tabelle - Editrice « Il Rostro » - Milano, 1956 - Prezzo lire 3000.

Il presente volume è una delle poche pubblicazioni italiane, che tratti questo argomento con intenti pratici. Esso ha il pregio di raccogliere organicamente utili informazioni, destinate a un vasto pubblico di radioamatori e di tecnici, che, pur essendo privi di serie basi teoriche, intendono dedicarsi a tale genere di lavoro. Un ricco corredo di tabelle e di grafici fornisce la soluzione immediata di problemi che altrimenti richiederebbero trattazioni analitiche talvolta poco gradite e poco accessibili.

Se pure alcuni aspetti non sono trattati con estremo rigore, e ciò è da attribuire alla vastità della materia trattata e al fatto che l'opera vuole essere destinata ad un folto gruppo di lettori, una ricca bibliografia all'inizio del testo può servire da guida a chi intenda approfondire argomenti particolari.

La trattazione è suddivisa in due parti, la prima delle quali costituisce, per così dire, un'introduzione all'argomento principale. Essa è suddivisa nei quattro capitoli seguenti:

I: Natura e propagazione delle onde elettromagnetiche - II: Gli elementi radianti - III: Le linee di trasmissione - IV: Gli elementi di accoppiamento.

La seconda parte inizia con un capitolo in cui vengono prese in considerazione le caratteristiche dei vari tipi di collegamento, come guida per il criterio di scelta nelle attuazioni pratiche. Seguono i criteri di realizzazione delle antenne di uso più comune.

Questa seconda parte è suddivisa nei seguenti capitoli:

V: Progetto, calcolo e messa a punto delle antenne - VI: Le antenne direttive - VII Discussione e calcolo delle antenne di uso più comune - VIII Le antenne per la ricezione dei programmi televisivi - IX: La costruzione e l'installazione dell'antenna.

Numerosi esercizi ed esemplificazioni permettono al lettore di seguire con profitto lo svolgimento della materia.

G. P.

FANGERAS D.: **Appareils et installations télégraphiques.**

Un volume di 564 pagine formato cm 16 × cm 25 con 340 figure - « Ed. Eyrolles » - Parigi, 1955 - Prezzo franchi 4130.

Il volume, dovuto all'ingegnere capo della Direzione generale delle telecomunicazioni francesi, fa parte della collezione della Scuola Nazionale superiore delle telecomunicazioni e, pur essendo destinato per i futuri ingegneri del ramo è stato scritto in forma piana e con intendimenti essenzialmente pratici cosicchè esso troverà favorevole accoglienza in una cerchia molto più vasta di lettori.

La telegrafia, vecchia di oltre cento anni, può sembrare un po' eclissata dai mezzi moderni di telecomunicazioni. In realtà essa è in continuo sviluppo e, appunto in conseguenza dalla sua costante e profonda evoluzione, continua a reggere il confronto e a sostenere una parte molto importante nel mondo moderno in cui le comunicazioni rivestono un ruolo preminente. Del resto è ormai difficile mettere un confine netto e preciso fra la telegrafia e gli altri sistemi di telecomunicazioni.

Nella prima parte dell'opera, dedicata ai dispositivi a codice alfabetico vengono dapprima passati in rassegna gli apparecchi di vecchio tipo. Per quelli che non sono più in uso o che rivestono importanza sempre minore vengono ricordati solo i princìpi fondamentali e quelle caratteristiche elettriche e meccaniche che sono di applicazione generale. Invece le moderne telescriventi formano oggetto di ben quattro capitoli e sono trattate sulla base di quelle usate dall'Amministrazione francese delle P.T.T. Sono tuttavia richiamati brevemente anche i particolari di funzionamento più salienti degli altri tipi di telescriventi in uso sia in Francia, sia all'estero.

Nella seconda parte dell'opera si tratta del montaggio e installazione delle apparecchiature e delle linee, nonchè dell'organizzazione dei servizi, sempre con particolare riferimento al sistema francese. Si considerano inoltre le apparecchiature necessarie per le misure e il servizio di riparazione e conservazione degli apparati e delle linee. Un capitolo è dedicato alle grandi vie di comunicazioni intercontinentali via radio e via cavo ed infine nell'ultimo capitolo sono considerati i sistemi di telefotografia e trasmissione per fac-simile.

L'opera presenta così un quadro completo e sufficientemente dettagliato di tutta la materia riguardante le telecomunicazioni telegrafiche e sarà certamente ben accetta ai tecnici del ramo data anche la scarsità di opere del genere.

Forse si può osservare che una maggiore cura nella esecuzione delle figure avrebbe potuto giovare alla chiarezza e all'estetica dell'opera.

Riportiamo infine l'elenco dei capitoli:

PARTE PRIMA: *Studio dei sistemi telegrafici - Apparecchi fondamentali.*

Cap. I: Generalità. Modulazione e codici telegrafici (p. 9); Cap. II: Il sistema Morse (p. 27); Cap. III: Apparecchi « passo-passo » (p. 45); Cap. IV: Un apparecchio sincrono a discriminazione di fase: l'Hughes (p. 61); Cap. V: Apparecchi ritmici a cinque momenti: il Baudot (p. 78); Cap. VI: Le telescriventi aritmiche. Caratteristiche generali (p. 112); Cap. VII: Studio dei trasmettitori aritmici (p. 142); Cap. VIII: Studio dei ricevitori aritmici (p. 177); Cap. IX: Organi accessori delle telescriventi (p. 228).

PARTE SECONDA: *Montaggio delle installazioni e organizzazione delle reti.*

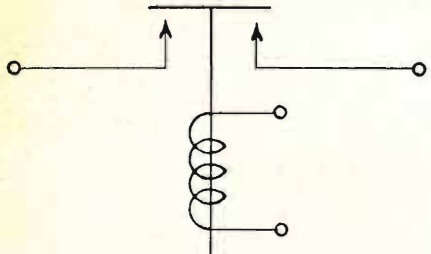
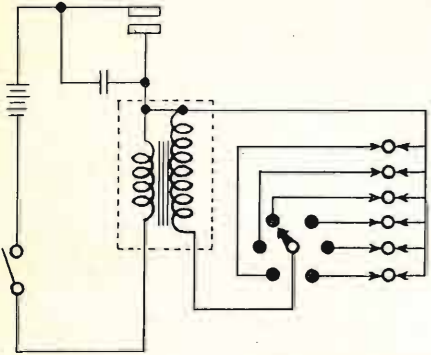
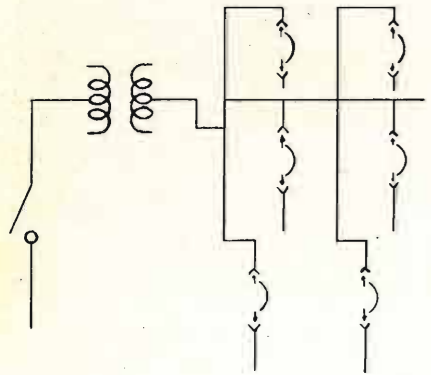
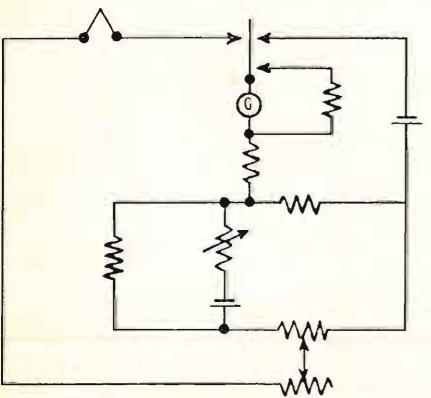
Cap. X: Elementi costituenti le installazioni « passo-passo » (p. 250); Cap. XI: Montaggi ed installazioni per reti « passo-passo » (p. 293); Cap. XII: Manutenzione delle comunicazioni (p. 319); Cap. XIII: Metodi tecnici di reperimento (p. 378); Cap. XIV: Materiale di commutazione telegrafica (p. 421); Cap. XV: Apparecchi e installazioni per via sottomarina e radiotelegrafica (p. 500); Cap. XVI: La telegrafia per « fac-simile » (p. 533).

G. D.

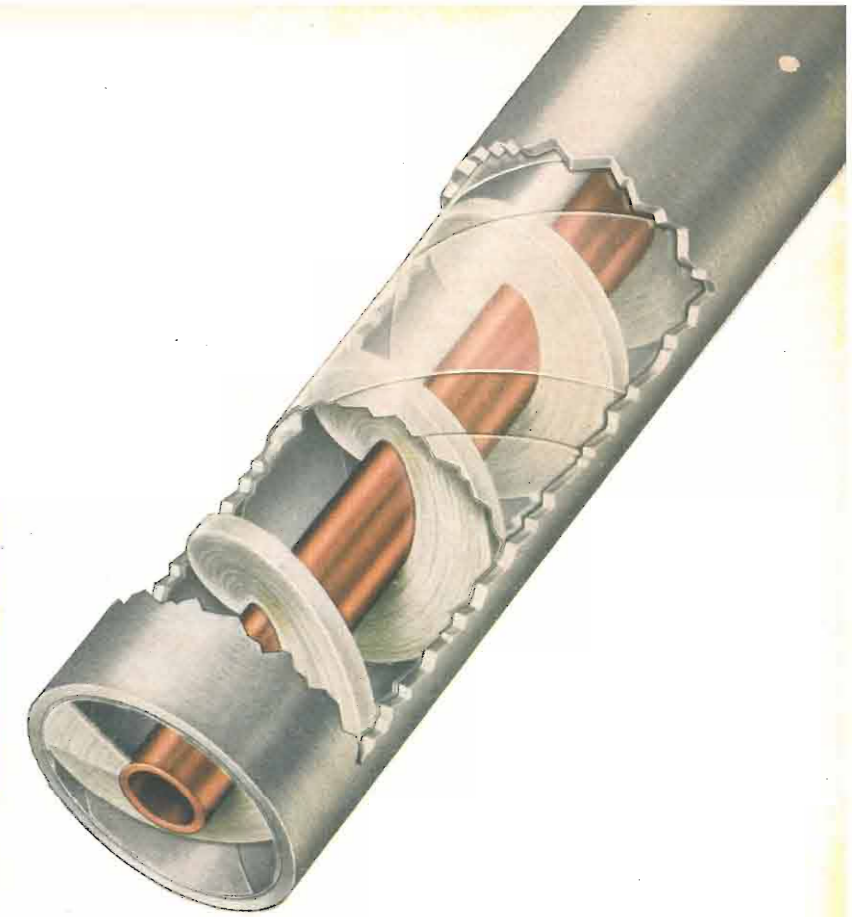
(255)

« Un modellino di centrale nucleare americana per la produzione di energia elettrica ».

Stampatrice ILTE - Torino

contatti per tutte le applicazioni

comandi di forni; forni a induzione; magneti di motori aerei; telescriventi;

calcolatrici; contatori; registratori; indicatori; dispositivi di regolazione automatica; regolatori di tensione;

autocomandi di tensione; apparecchiature per il comando della corrente; regolatori di motori;

accensioni per auto; interruttori di massima; interruttori d'intensità; interruttori per lampeggiatori d'auto.

Metalli Preziosi S. p. A.

Milano

F&G

cavi per alta frequenza

per tutte le potenze sino a 1000 kW e frequenze sino 4000 MHz

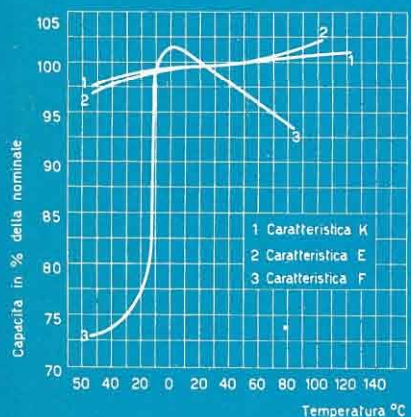
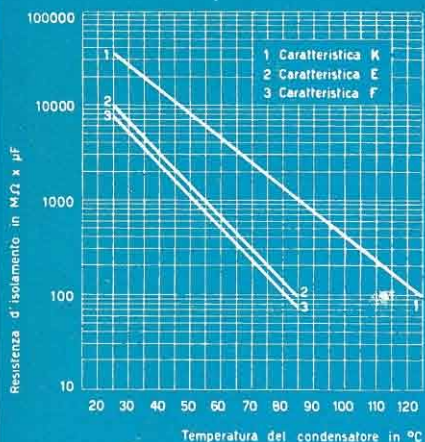
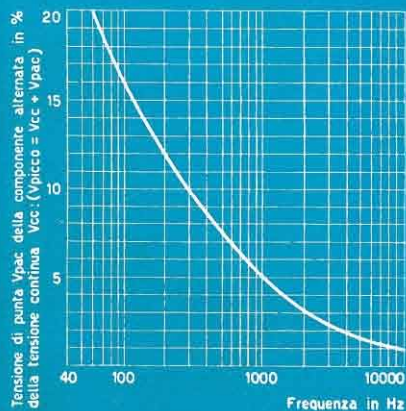
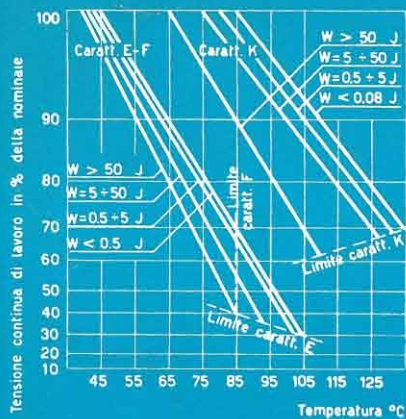
cavi di trasmissione AF con nastro di styroflex avvolto ad elica

cavi di trasmissione AF con isolamento pieno in materiale sintetico

cavi di ricezione AF concentrici e simmetrici

cavi speciali di ricezione AF

FELTEN & GUILLEAUME CARLSWERK AKTIENGESELLSCHAFT · KÖLN-MÜLHEIM

RAPPRESENTANZA GENERALE PER L'ITALIA — DITTA ING. OSCAR ROJE - MILANO - VIA T. TASSO, 7 - TEL. 432.241 462.319

condensatori di livello e filtro
a carta - olio vitaminizzato
tenuta ermetica ottenuta
con i nuovi brevetti:

ICAR MULTIERMETIC

La nuova serie di condensatori di livello SP 25, nata dalla esperienza costruttiva e di impiego della serie SP 20 largamente usata in questi ultimi anni nelle apparecchiature elettroniche più impegnative come radar, trasmettitori, calcolatrici ecc., riassume in sè tutti i perfezionamenti tecnici compreso quello di una perfetta chiusura ermetica assicurata anche con forti depressioni, dall'applicazione dei nuovi brevetti « ICAR MULTIERMETIC ».

I condensatori SP 25 hanno la custodia antimagnetica e sono più leggeri dei tipi similari: essi rispondono elettricamente e meccanicamente alle Norme MIL, CEI, RCS.

Richiedere il Bollettino Tecnico n. 5507.

INDUSTRIA CONDENSATORI APPLICAZIONI RADIOELETTRICHE corso magenta 65 - milano

ICAR

DIRETTORI: EDOARDO CRISTOFARO - VITTORIO MALINVERNI (RESPONSABILE) — SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - IV GRUPPO — ILTE - TORINO